

国际机械工程先进技术译丛



精密运动控制：设计与实现

（原书第2版）

Precision Motion Control Design and Implementation

Second Edition





机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

国际机械工程先进技术译丛

精密运动控制：设计与实现

（原书第2版）

（新加坡）陈国强（Tan Kok Kiong）
李崇兴（Lee Tong Heng）　著
黄苏南（Huang Sunan）

韩　兵　宣　安　韩德彰　译



机 械 工 业 出 版 社

原书由新加坡国立大学 Tan Kok Kiong、Lee Tong Heng、Huang Sunan 编写，Tan Kok Kiong 教授是新加坡国立大学电力与计算机工程系智能控制中心主任，其研究团队在国际精密运动控制技术领域享有很高的声誉。

本书不但介绍了精密运动控制的基本原理，而且就实现精密运动控制的各环节进行了详细的描述，特别是每一章都相应地给出了试验结果，对实际应用精密运动控制技术的人来说是很有帮助的。本书内容涉及精密运动控制装置、各种控制方案、光学测量方法和误差补偿原理，为了得到精确的测量结果，还专门介绍了机械控制系统的稳定性和静定问题，以及现场总线通信技术问题。

本书适合从事机械、电气、测量仪表和自动化领域的研究人员和技术人员阅读参考，也可作为相关专业的本科生和研究生的课外参考书。

图书在版编目（CIP）数据

精密运动控制：设计与实现：原书第2版/（新加坡）陈国强，（新加坡）李崇兴，（新加坡）黄苏南著；韩兵，宣安，韩德彰译．—北京：机械工业出版社，2011

（国际机械工程先进技术译丛）

ISBN 978-7-111-35270-9

Ⅰ.①精…　Ⅱ.①陈…　②李…　③黄…　④韩…　⑤宣…　⑥韩…　Ⅲ.①自动控制系统　Ⅳ.①TP273

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2011）第132005号

机械工业出版社（北京市百万庄大街22号　邮政编码 100037）

策划编辑：舒　雯　责任编辑：舒　雯

版式设计：张世琴　责任校对：刘怡丹

封面设计：鞠　杨　责任印制：乔　宇

北京瑞德印刷有限公司印刷（三河市胜利装订厂装订）

2011年10月第1版第1次印刷

169mm×239mm・14印张・268千字

0001—3000册

标准书号：ISBN　978-7-111-35270-9

定价：47.00元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务　策划编辑（010）88379733

社服务中心：(010)88361066

销售一部：(010)68326294

销售二部：(010)88379649

读者购书热线：(010)88379203

网络服务

门户网：http://www.cmpbook.com

教材网：http://www.cmpedu.com

封面无防伪标均为盗版

译丛序言

一、制造技术长盛永恒

先进制造技术是20世纪80年代提出的，由机械制造技术发展而来。通常可以认为它是将机械、电子、信息、材料、能源和管理等方面的技术，进行交叉、融合和集成，综合应用于产品全生命周期的制造全过程，包括市场需求、产品设计、工艺设计、加工装配、检测、销售、使用、维修、报废处理、回收利用等，以实现优质、敏捷、高效、低耗、清洁生产，快速响应市场的需求。因此，当前的先进制造技术是以产品为中心，以光机电一体化的机械制造技术为主体，以广义制造为手段，具有先进性和时代感。

制造技术是一个永恒的主题，与社会发展密切相关，是设想、概念、科学技术物化的基础和手段，是所有工业的支柱，是国家经济与国防实力的体现，是国家工业化的关键。现代制造技术是当前世界各国研究和发展的主题，特别是在市场经济高度发展的今天，它更占有十分重要的地位。

信息技术的发展并引入到制造技术，使制造技术产生了革命性的变化，出现了制造系统和制造科学。制造系统由物质流、能量流和信息流组成，物质流是本质，能量流是动力，信息流是控制；制造技术与系统论、方法论、信息论、控制论和协同论相结合就形成了新的制造学科。

制造技术的覆盖面极广，涉及机械、电子、计算机、冶金、建筑、水利、电子、运载、农业以及化学、物理学、材料学、管理科学等领域。各个行业都需要制造业的支持，制造技术既有普遍性、基础性的一面，又有特殊性、专业性的一面，制造技术具有共性，又有个性。

我国的制造业涉及以下三方面的领域：

- 机械、电子制造业，包括机床、专用设备、交通运输工具、机械设备、电子通信设备、仪器等；
- 资源加工工业，包括石油化工、化学纤维、橡胶、塑料等；
- 轻纺工业，包括服装、纺织、皮革、印刷等。

目前世界先进制造技术沿着全球化、绿色化、高技术化、信息化、个性化和服务化、集群化六个方面发展，在加工技术上主要有超精密加工技术、纳米加工技术、数控加工技术、极限加工技术、绿色加工技术等，在制造模式上主要有自动化、集成化、柔性化、敏捷化、虚拟化、网络化、智能化、协作化和绿色化等。

二、图书交流源远流长

近年来，国际间的交流与合作对制造业领域的发展、技术进步及重大关键技术的突破起到了积极的促进作用，制造业科技人员需要及时了解国外相关技术领域的最新发展状况、成果取得情况及先进技术应用情况等。

必须看到，我国制造业与工业发达国家相比，仍存在较大差距。因此必须加强原始创新，在实践中继承和改造，学习国外的先进制造技术和经验，提高自主创新能力，形成自己的创新体系。

国家、地区间的学术、技术交流已有很长的历史，可以追溯到唐朝甚至更远一些，唐玄奘去印度取经可以说是一段典型的图书交流佳话。图书资料是一种传统、永恒、有效的学术、技术交流方式，早在20世纪初期，我国清代学者严复就翻译了英国学者赫胥黎所著的《天演论》，其后学者周建人翻译了英国学者达尔文所著的《物种起源》，对我国自然科学的发展起到了很大的推动作用。

图书是一种信息载体，图书是一个海洋，虽然现在已有网络、光盘、计算机等信息传输和储存手段，但图书更具有广泛性、适应性、系统性、持久性和经济性，看书总比在计算机上看资料要方便，不同层次的要求可以参考不同层次的图书，不同职业的人员可以参考不同类型的技术图书，同时它具有比较长期的参考价值和收藏价值。当然，技术图书的交流具有时间上的滞后性，不够及时，翻译的质量也是个关键问题，需要及时、快速、高质量的出版工作支持。

机械工业出版社希望能够在先进制造技术的引进、消化、吸收、创新方面为广大读者作出贡献，为我国的制造业科技人员引进、纳新国外先进制造技术的出版资源，翻译出版国际上优秀的制造业先进技术著作，从而能够提升我国制造业的自主创新能力，引导和推进科研与实践水平不断进步。

三、选译严谨质高面广

1）精品重点高质　本套丛书作为我社的精品重点书，在内容、编辑、装帧设计等方面追求高质量，力求为读者奉献一套高品质的丛书。

2）专家选译把关　本套丛书的选书、翻译工作均由国内相关专业的专家、教授、工程技术人员承担，充分保证了内容的先进性、适用性和翻译质量。

3）引纳地区广泛　主要从制造业比较发达的国家引进一系列先进制造技术图书，组成一套“国际机械工程先进技术译丛”。当然其他国家的优秀制造科技图书也在选择之内。

4）内容先进丰富　在内容上应具有先进性、经典性、广泛性，应能代表相关专业的技术前沿，对生产实践有较强的指导、借鉴作用。本套丛书尽量涵盖制造业各行业，例如机械、材料、能源等，既包括对传统技术的改进，又包括新的设计方法、制造工艺等技术。

5）读者层次面广　面对的读者对象主要是制造业企业、科研院所的专家、

研究人员和工程技术人员，高等院校的教师和学生，可以按照不同层次和水平要求各取所需。

四、衷心感谢不吝指教

首先要感谢许多积极热心支持出版“国际机械工程先进技术译丛”的专家学者，积极推荐国外相关优秀图书，仔细评审外文原版书，推荐评审和翻译的知名专家，特别要感谢承担翻译工作的译者，对各位专家学者所付出的辛勤劳动表示深切敬意，同时要感谢国外各家出版社版权工作人员的热心支持。

本套丛书希望能对广大读者的工作提供切实的帮助，欢迎广大读者不吝指教，提出宝贵意见和建议。

机械工业出版社

译 者 序

《精密运动控制：设计与实现》是新加坡国立大学 Tan Kok Kiong 博士、Lee Tong Heng 博士和 Huang Sunan 博士对精密运动控制系统多年研究和应用成果的总结，特别是第 2 版经过精心选择和修改，使得《精密运动控制：设计与实现》更加全面完善。所译 Springer 出版社出版的《精密运动控制：设计与实现》（原书第 2 版）不但阐述了精密运动控制的基本原理，而且就实现精密运动控制的各个环节做了详细的描述，特别是每一章中对应给出了试验结果，这对实际应用精密运动控制技术的技术人员来说，是非常有益的。本书内容涉及精密运动控制装置、各种控制方案、光学测量方法和误差补偿原理。为了得到精确的测量结果，本书还专门介绍了机械控制系统的稳定性和静定问题，以及现场总线通信技术问题。由此可见，精密运动控制是涉及机械、控制、电子、光学和通信的综合技术，本书对机械、电气、测量仪表和自动化领域的工程技术人员来说既是一本很好的新技术原理图书，也是一本精密运动控制系统应用的简明技术手册。

译者非常高兴有机会将此书介绍给广大的中文读者。译者主要的工作是将此书由英文版译为中文版，在保证原著译文准确的基础上，还考虑了汉语修辞和表达的习惯。译者感谢 Springer 出版社和机械工业出版社对翻译出版本书提供的帮助。在翻译本书的过程中，韩希也做了部分翻译和整理工作，在此表示感谢。

译者

2011 年 3 月于上海

前　言

20 世纪以来，精密制造业从研究、开发和应用到产品创新方面一直保持稳步发展的势头，并引起了广泛关注。这种发展的动力似乎来自于以下要求：越来越高的产品性能、更高的可靠性、使用寿命长、低成本和小型化。这种发展也广泛称为精密工程，精密工程如今通常被定义为公差小于 $10^5:1$ 的加工制造。

可以说精密工程的历史源于钟表领域，涉及计时器、钟表和光学仪器的开发，如反光镜、望远镜和显微镜镜头制造。在 19 世纪末和 20 世纪初，促进精密机床和精密仪器发展的主要技术是量规制造刻度、刻线和光谱衍射光栅。现在，计算机控制下超精密机床可以确定相对于工件的定位，其分辨率和定位精度小于微米。必须指出，可实现的“加工”准确性不仅包括使用机床加工和研磨技术，而且还包括使用能量束加工，如等离子束和电子束加工，以及表面测量的扫描探针系统与取放类操作。

进入 21 世纪，超精密制造保持持续的发展速度，进入了纳米级尺度系统（纳米技术）。不断增加的集成电路封装密度和半导体最小特征尺寸的持续突破加快了超精密工程发展的步伐。新兴技术如微电子机械系统（MEMS），在欧洲也称为微系统技术（MST），进一步扩展了机电部件一体化和小型化的范围。

本书是重大项目“开发先进高速超精密机器人”的成果和论文的汇编，重点是实现精密运动定位系统的应用技术。对这一重点全面和彻底的论述适合从研究者到从业人员等的广大读者群，本书提供的技术内容都经过详细的试验验证。

本书首先介绍了精密工程，并对其发展过程和应用提供了简要的概括。第 2 章介绍了实现运动系统的高精度运动控制的控制系统技术，提出了可以让跟踪精度性能更高的智能控制方案。这些控制方案根据现有的有效信息和操作性质，应用了先进控制理论和人工智能的不同组合。这些方案包括自适应控制、线性和非线性控制元件的复合控制方案、自适应波纹补偿方案、干扰观测和补偿方案，以及学习控制策略。提供适当试验结果来比较和核查标准控制器性能及其可实现的改进，清楚论述了使用高等级加速度计直接测量加速度，增加状态反馈可提高实现的跟踪性能。同时本书介绍的技术和器件非常通用，可供广大研究者和从业人员参考。

第 3 章介绍了基于闭环诱发持续小幅振荡的继电反馈配置和技术，适合为运动系统建立标称模型。这样，第 2 章提出的控制系统可以自动整定和运行，并仍可以达到令人满意的性能。第 3 章给出了基本配置的多种变化，以方便利用摩擦

效应进行自动建模。这些模型可以用于运行前馈和反馈控制器，对自适应控制初始化也有用处。第 3 章还提供了从嘈杂的继电器振荡中提取最优特征的方案。

第 4 章给出了一个精密笛卡儿机器人系统的通用配置——移动龙门台，这是晶片步进机和高分辨率装配机经常采用的配置。除了个别伺服跟踪要求外，有必要使并行伺服系统串联运动，以降低轴间的偏差。第 4 章中给出了不同的控制配置，并比较了它们的性能，这些配置包括了现有的工业控制系统应用及最近发展的控制方案。

第 5 章介绍了几何误差校正和补偿问题的综合处理方法，系统论述了：几何误差的来源、测量用的校准设备、控制系统原始数据处理和对最终补偿的建模。第 5 章也包括几何校正和补偿的最新进展和更新，介绍了几何误差建模使用的人工智能（AI）方法。该章还介绍了可行概率方法，用来减少随机误差对系统误差补偿产生的不利影响。

第 6 章明确地讨论了测量系统。精密运动控制只有靠精密运动的测量才能实现。编码器插补是一种有效控制成本的方式，用来获得良好的位置测量分辨率。这种技术纠正了编码器信号的缺点，并能从纠正信号中获得更高的分辨率，实现了控制系统对输入信号高分辨率的要求。

第 7 章涉及振动监测与控制的话题，并提出了三种办法。第一个方法的重点是放在正确的机械设计上，基于机械结构的确定性将机械振动减少到最低限度。第二种方法是基于陷波器及其应用，陷波器作为控制系统的一部分，用来抑制可能激发不良机械共振的频率。用一种基于快速傅里叶变换（FFT）的自适应技术跟踪共振频率，并相应地修改了滤波器。第三种方法使用了传感器融合技术，来监测和分析精密机械振动。DSP 器件用来获取在正常运转情况下的机械振动特征。当机器偏离正常运转状况时，该设备可以检测到异常，并启动适当的故障诊断和维修措施。

最后，第 8 章对高精密运动控制系统的其他重要的工程方面进行了讨论。这些方面包括组件选择后的考虑、硬件结构、软件开发平台、用户界面设计和评估测试，这些是确定高精密运动控制系统和数字通信协议最终成功与否的关键。本书主要在控制工程和软件计算范畴内，提供了更广泛和更新颖的精密运动控制方法和算法。

与第 1 版相比，第 2 版中进行了一系列的修改、更新和扩展。第 1 版出版约 6 年后，精密工程一直处在控制工程的重要领域，出现了许多新的成果。

在第 1 版之基础上，第 2 版又增加了新内容，包括压电驱动器建模与控制（第 2 章）、自适应协调控制方案（第 4 章）、参数模型插值（第 6 章）、减少振动的机械设计（第 7 章）和数字通信协议（第 8 章）。引言章节也进行了大幅度的修订，以反映精密运动控制技术发展的最新状态。

没有以下的同事和朋友的慷慨帮助，就不可能成就这本书，他们是 Lim Ser Yong 博士、Andi Sudjana 硕士、Teo Chek Sing 硕士、Tang Kok Zuea 博士、Zhou Huixing 博士和 Jiang Xi 硕士。衷心感谢他们在本书写作过程中提供的真诚帮助。还要感谢新加坡（新加坡国立大学）和新加坡制造技术研究院联合资助的项目，书中论述的内容大多源自这些项目的信息和成果。也感谢惠普公司（Hewlett Packard）提供了有关激光测量系统的数据和资料。最后，谨以此书献给爱我们和支持我们的家庭成员。

Tan Kok Kiong
Lee Tong Heng
Huang Sunan
2007 年 5 月，新加坡

目　录

译丛序言

译者序

前言

第1章　引言 …… 1

1.1　需要精密控制的领域 …… 1

1.1.1　精密工程 …… 1

1.1.2　微制造 …… 3

1.1.3　生物技术 …… 5

1.1.4　纳米技术 …… 5

1.2　精密机械和工具 …… 6

1.3　精密运动控制系统的应用 …… 7

1.4　本书的范围 …… 8

第2章　精密跟踪运动控制 …… 9

2.1　压电驱动器 …… 9

2.1.1　压电驱动器配置的类型 …… 9

2.1.2　数学模型 …… 10

2.1.3　自适应控制 …… 15

2.2　永磁直线电动机（PMLM） …… 20

2.2.1　PMLM 的类型 …… 20

2.2.2　数学模型 …… 22

2.2.3　力的波动 …… 23

2.2.4　摩擦 …… 25

2.2.5　复合控制 …… 25

2.2.6　加速度控制增强 …… 32

2.2.7　波动补偿 …… 38

2.2.8　干扰观测及消除 …… 44

2.2.9　鲁棒自适应控制 …… 51

2.2.10　迭代学习控制 …… 56

第3章　控制参数的自整定 …… 63

3.1　继电器自整定 …… 63

3.1.1　延时继电器 …… 64

3.1.2　双通道继电器整定 …… 65

3.2　摩擦建模使用继电器反馈 …… 65
3.2.1　摩擦辨识方法 …… 66
3.2.2　模拟 …… 68
3.2.3　自适应控制的初始化 …… 69
3.3　继电器振荡的最优特征提取 …… 71
3.4　试验 …… 72
第4章　龙门系统的协调运动控制 …… 75
4.1　协调控制方案 …… 76
4.1.1　经典主/从方法 …… 76
4.1.2　设定点协调控制 …… 77
4.1.3　整体协调控制 …… 78
4.2　仿真研究 …… 79
4.2.1　控制任务 …… 79
4.2.2　结果 …… 80
4.3　试验 …… 82
4.3.1　XY 工作台——配置Ⅰ …… 83
4.3.2　XY 图表——配置Ⅱ …… 86
4.4　自适应协调控制方案 …… 88
4.4.1　龙门台的动态建模 …… 88
4.4.2　基于模型的自适应控制设计 …… 91
4.4.3　稳定性分析 …… 93
4.4.4　软件仿真 …… 93
4.4.5　实施结果 …… 96
第5章　几何误差补偿 …… 98
5.1　激光测量系统概述 …… 99
5.2　激光测量系统的组件 …… 99
5.2.1　激光头 …… 100
5.2.2　干涉仪和反射器 …… 100
5.2.3　测量接收机 …… 101
5.2.4　测量与控制电子电路 …… 102
5.3　激光校准概述 …… 102
5.3.1　线性测量 …… 103
5.3.2　角度测量 …… 103
5.3.3　直线度测量 …… 104
5.3.4　垂直测量 …… 104
5.4　使用水平敏感设备的滚动测量 …… 105
5.5　精度评估 …… 106
5.6　影响测量精度的因素 …… 107

5.6.1　线性测量误差 …… 107
5.6.2　角测量误差 …… 108
5.6.3　直线度测量误差 …… 108
5.6.4　环境条件 …… 109
5.7　总体误差模型 …… 110
5.8　几何误差的查表 …… 111
5.9　几何误差的参数化模型 …… 112
5.9.1　径向基函数与误差建模 …… 113
5.9.2　参数误差逼近 …… 113
5.9.3　试验 …… 118
5.9.4　使用多层神经网络误差建模 …… 121
5.10　随机误差的机械补偿 …… 123
5.10.1　概率方法 …… 123
5.10.2　试验 …… 125
第 6 章　电子插值误差 …… 131
6.1　海德曼插值法 …… 131
6.1.1　插值界 …… 133
6.1.2　校准和补偿 …… 134
6.2　增强插值法 …… 134
6.2.1　增强插值法的原理 …… 135
6.2.2　构建一个查表 …… 135
6.2.3　试验 …… 140
6.3　插值的参数模型 …… 142
6.3.1　插值方法的原理 …… 142
6.3.2　预补偿阶段 …… 143
6.3.3　插值阶段 …… 145
6.3.4　试验研究 …… 146
第 7 章　振动监测与控制 …… 149
7.1　机械设计中尽量减少振动 …… 149
7.1.1　机械结构的稳定性和静定性 …… 150
7.1.2　二维结构 …… 150
7.1.3　三维结构 …… 154
7.2　自适应陷波器 …… 159
7.2.1　快速傅里叶变换 …… 161
7.2.2　模拟 …… 161
7.2.3　试验 …… 163
7.3　实时振动分析仪 …… 164
7.3.1　学习模式 …… 165

7.3.2 监测模式 …… 165
7.3.3 诊断模式 …… 167
7.3.4 试验 …… 168
7.3.5 远程监控 …… 174
7.3.6 实现 …… 176
第8章 其他工程方面 …… 179
8.1 规格 …… 179
8.2 选择电动机和驱动器 …… 179
8.3 选择光学编码器 …… 180
8.4 控制平台 …… 180
8.4.1 硬件结构 …… 180
8.4.2 软件开发平台 …… 182
8.4.3 用户界面 …… 185
8.5 精度测量 …… 186
8.6 数字通信协议 …… 187
8.6.1 现场总线协议栈 …… 188
8.6.2 常见的现场总线 …… 190
附录 激光校准光学仪器、附件和配置 …… 196
参考文献 …… 202

第1章　引　　言

精密控制是超精密机械技术的核心。精心选择的控制策略将使机械系统实现全面完整的控制和补偿，进而获得系统的精确定位。当前，高精密运动控制领域是一个令人十分感兴趣的研究课题。本书讨论的精密控制技术已经广泛应用于下列领域：

1）精密工程。

2）微制造。

3）生物技术。

4）纳米技术。

1.1　需要精密控制的领域

1.1.1　精密工程

加工是制造业中使用机械工具去除多余或不想要物质的一个主要过程，例如，切割、研磨和精加工。常规加工通过车床、钻床、铣床等机器执行。尽管这些机器仍然在使用，但是加工工艺的发展为生产高精确度元部件提供了新的和非传统加工方法，例如，采用激光切割和化学物质等。当前加工技术的发展趋势是采用非接触式加工，而不是接触式加工。

1. 超精密主轴

超精密主轴以高速、中或低的扭矩来驱动负载。超精密主轴可制造高精密设备（如高速车床和铣床），以及非制造业设备（如高性能磁记忆磁盘文件系统、高清晰大型投影仪）。这些应用要求定位高度精确，同时还要实现高速，因此构成了挑战。

为实现系统的要求特别应用了空气轴承。空气轴承的特点是低误差异步运动，使其有可能实现高精度旋转。它的缺点是低刚度和低阻尼力。图1.1所示为空气轴承的工作框图，压缩空气用来充满机器旋转部件（如主轴）和静态部件之间的间隙。

为实现高刚度，已开发出集空气轴承与传统轴承（润滑油润滑的）为一体的混合解决方案。

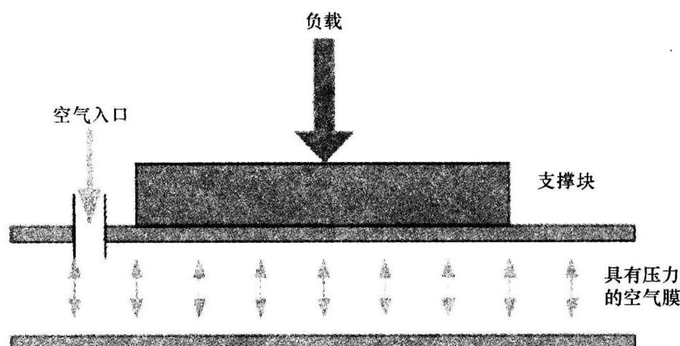


图 1.1　空气轴承

2. 准分子激光微加工

激光器，特别是准分子激光器，由于其独特的脉冲紫外线（UV）放射，如今已经广泛应用于不同种类材料的微加工中。1977 年以来，准分子激光器一直用于试验室的研究。大约 10 年后，它们已成功引入了工业加工和制造业。准分子激光器已用于玻璃（如眼镜）和陶瓷高精度标记，尤其是在表面贴装系统(SMD)。在微电子生产线方面，印制线路板钻孔可以借此技术完成。在半导体加工方面，它可以作为直接写入工具取代照相掩模，或作为一个处理多层芯片的微型钻，并可作为进行半导体工艺的非化学蚀刻和修理的消融工具。

激发准分子激光靠的是稀有气体卤化物或稀有气体金属蒸气，通常采用惰性气体是由于它们的稳定性好。为了保持精度，控制气体的流动和压力是必要的。准分子激光控制包括控制排气滤清器、真空泵和气体混合器。

3. 精密计量与测试

坐标测量仪（CMM）的测量精度每年都在持续提高。坐标测量仪安装了精密工具，如探针、视觉装置和显微镜，这些机器在计量和测试领域可以进行一些特殊的应用，扫描探针显微镜（SPM）就是其中一种。

第一代扫描探针显微镜是电子束聚焦在目标物的一个小点上，并且电磁光栅横向扫描的电子显微镜（SEM）。通过收集冲击电子束碰撞产生的二次电子生成图像，或者通过检测背散射电子生成图像，或者通过检测产生的 X 射线生成图像。通过这种方式，显微镜就可以描述目标物体几个不同方面的特征，包括形态、平均原子数目和成分。

在扫描隧道显微镜（STM）技术中，瞬逝波是一个固有波长约 1nm 的电子波函数，延伸超过尖锐的金属探针表面。如果探针接近导电体表面在约 1nm 的范围内，并且两者之间作用有电位差，随后将产生感应隧道电流。这个电流的大小是一个按指数衰减的距离函数，并且还取决于两个材料性能的差异。于是可以得到被测材料表面形状和其化学成分的信息。STM 技术的局限性是它只可以在

导体表面使用。

力扫描显微镜（SFM）通常称为原子力显微镜（AFM），目前已经可以克服STM的局限。仪器使用金箔架上的钻石针轻轻扫描整个样本表面，检测作用在针尖上的斥力。当针尖接近样本表面时，受到范德华（Vander Waals）引力影响，可以感知悬臂共振频率的变化。这类显微技术广泛应用于表面特征描述，包括影像和形状。

1.1.2 微制造

20世纪的重大发明之一是微电子学、微装置科学。微装置科学可以设计和制作出亚微米大小的集成电路。微制造涵盖一系列的制造过程，这些制造过程产生材料的图案和层次形成微观结构。光刻技术和微机电系统（或微系统）是微制造过程常见的应用。微组装则是精密工程的另一个重要的过程。

1. 光刻技术

半导体和微电子行业的发展及应用产生了电子束光刻技术，电子束光刻技术在未来大规模生产中将成为产品持续小型化的主要技术基础。使用电子束光刻技术将性能和尺寸都印在硅芯片上称为光刻法，其中从汞蒸气灯照射紫外线光通过包含芯片特征的掩模投影到机器硅晶片的表面，机器被称为光刻“步进器”。之所以被称为“步进器”，是因为它在芯片上印图像后，晶片“步进”到下一个位置，印下一个图像。对于尺寸小于0.1mm的特征，可使用更短形式波长的电子束或X射线辐射。

超大规模集成电路（ULSI）芯片是精密光刻的结果。这些芯片正在迅速向更小、更快、更便宜、配备更多的内存的方向发展。科学研究者们期待它们给微处理器和计算机的性能带来进一步的、巨大的改进。图1.2所示为光刻工艺过

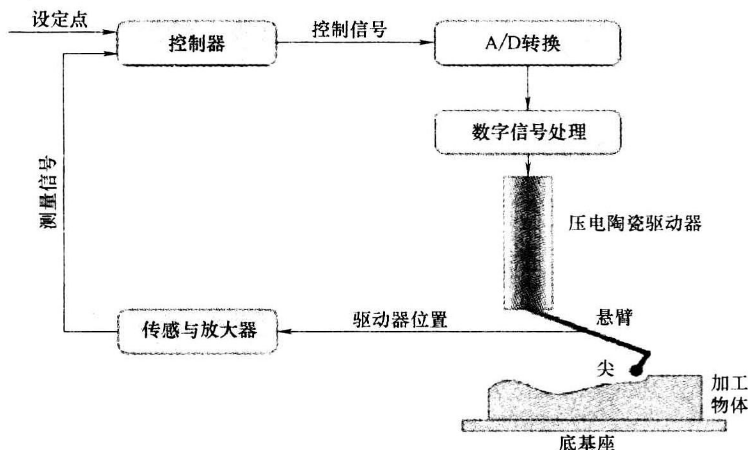


图1.2 光刻工艺过程

程，主要显示了工序的控制配置。在这个工艺过程中，采用了压电陶瓷。压电物质通常是由陶瓷制成的材料，具有把电信号（电压）转化为精度达纳米级的运动的能力。这个压电陶瓷管驱动器驱动悬臂，悬臂反过来又推动硅晶探针尖。硅晶探针尖是电子源，在工作对象上光刻图形。因此，整个系统的性能主要取决于压电陶瓷运动的精度。光刻是压电材料应用的一个示例，说明材料科学的发展也将促进和影响运动系统的发展。

2. 微电子机械系统（MEMS）

微电子机械系统是机械和电子元件的集合，包括传感器和驱动器，其共同基底通常是硅。微电子机械系统元件采用微加工工艺，有选择地刻蚀部分硅片或者添加新的结构层次形成预期的结构。利用微电子机械系统，可以开发片上系统（system-on-chip），片上系统通常用来指多功能芯片。

从早期的加速度计和陀螺仪，到具有微机械功能的专用传感器、传感器阵列，再到完全集成到同一个硅芯片上的驱动器，微电子机械系统产品已经蓬勃发展起来，其应用还将会扩大到汽车导航、生物医学和制药等各行业。

3. 微组装

另一个高精度的工艺涉及微组装领域。组装芯片倒装是微装配工艺的一个例子。倒装芯片是安装在基板上的一个芯片，使用各种相互连接的材料并采用多种安装方法实现，如卷带自动结合、无助溶剂的焊剂凸点、线连接、各向同性和各向异性导电粘结剂、金属凸点、柔顺性凸点、压力接触，只要芯片的表面（有源区或 I/O 面）一直面向着基座。

最早的一种倒装芯片技术是凸点焊接倒装芯片技术，它是一种取代手工操作面朝上的线焊技术，该技术既昂贵又不可靠，且生产率低下。凸点是将熔融焊料注射到整个晶片上玻璃模具板腔蚀孔内而形成的。模具板被加热到恰好低于焊剂的熔点。喷注器包括一个稍微加压的各类熔融焊剂库。图 1.3 所示为焊剂凸点沉积的工艺过程。

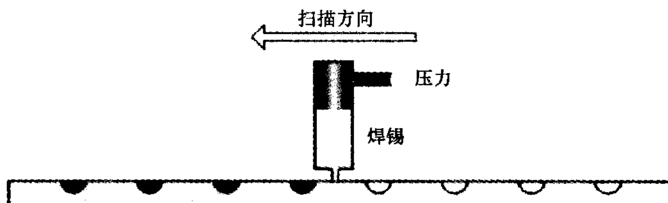


图 1.3　焊剂凸点沉积的工艺过程

最近几年制造集成电路装置的倒装芯片技术应用发展势头迅猛。随着装置越来越小，对芯片上焊点在基板的垫上排列的精度要求变得更高了。

除了倒装芯片装配外，还可以利用高精度的装配机器人来装配微电子和机械

部件。

1.1.3 生物技术

生物技术是操纵生物系统结构和功能的技术，特别用于食品科学、农业和医学。现代生物技术往往与活性材料的遗传改变有关，如微生物、植物和动物。

生物技术应用实例包括：

1）微创外科手术。借助于遥控操作手术器械和诊断工具，如微导管直径下降到100μm，结合用光纤高分辨率摄像机传输及检索光图像；用纳米级传感器测量血液化学性质；安装在末端的微型涡轮旋转刀具用来清除动脉斑块。

2）卵胞浆内单精子注射（ICSI）。把精子注射到卵细胞需要高精密驱动器，以帮助受精成功并尽量减少带给细胞的损失。

3）依靠纳米粒子技术，准确和高效地命中目标和传送药物。

4）用人工神经更换损坏的神经。

5）将改进的活组织细胞黏附在供修复术的植入体上，进行植入物材料的微纳米表面排列。另一种纳米技术生物医学应用是制造微型的生物芯片，这种技术有时被称为“芯片上的试验室”。

下面简要介绍生物芯片和高密度传感器阵列的内容。

生物检测通常需要进行$10^3 \sim 10^6$项的检测，包括筛选潜在药物化合物和各种协议库，对遗传物质进行筛选及序列分析。这么大的数量要求化学检验并行处理，以便在合理的时间内完成，通常获得的只有小样本数量，则要求传感器小尺寸。因此，研究者对类似生物传感器的微制造传感器元件高密度阵列进行了研究，其中单个元素的大小接近了纳米技术范围。这种方法往往称为“生物芯片”，通常意味着综合生物学与芯片类型技术。例如，正在研制的基因筛选设备含有二维阵列大于1×10^5个元素，各有不同的DNA序列，要对每个元素进行光学检验，与互补的遗传物质进行专门的相互作用。

1.1.4 纳米技术

纳米技术是一种通用技术，目前对许多工业应用都非常重要，它保持了技术革命进步的新趋势。按马克欧文（1996年）的说法，纳米技术可以被定义为对材料、设备和系统的研究、发展和处理工艺。要获得必要的功能特性，必须有一个小于100nm的结构。它包括纳米制造工艺、设计、纳米结构的行为和模型、纳米规模的测量方法和表征。纳米技术可以视为是迈向精密工程的必然一步，通过超精密加工的进展，准确性从微米级将进入纳米级。

纳米技术为技术发展和应用创造了机会。这些机会产生于微系统、纳米科学和纳米技术中的纳米科学与工程研究的基础，从微观系统到纳米级系统这一广泛

领域的主要发展动力有：

1）新产品的尺寸非常小，或可以超精密运转。

2）更高的系统性能。

3）出于“更小、更快、更便宜”理念的小型化。

4）更高的可靠性以及更低的成本。

纳米技术一词是由纪夫谷口教授（原就职于东京科技大学）于1974年在东京举行的生产工程国际会议上首次使用的。纪夫谷口特别采用了纳米技术一词介绍精密加工中使用超声波加工将材料加工至纳米尺度的精度。纪夫谷口教授随后深入参与到纳米制造的电子束的研究与应用中。

纪夫谷口虽然第一个创造出这个术语，但纳米技术的概念可以说是首次由美国物理学家理查德·费曼博士进行了阐述，他于1959年在美国物理协会年度会议上发表了一个富有远见的演讲。他的演讲主题为“在底部有足够的空间”，对空间的传统观念提出了质疑。首先他问道“为什么我们不能在引脚/管脚头上写进整个24卷大英百科全书?”。他的理由是，如果引脚头上可放大25 000次，该区域就足以包含所有页码的大英百科全书。这放大率将等同于缩小所有书页内容25 000次。他当时还预测说，扫描电子显微镜（SEMI）可改善分辨率和稳定性，能够分解原子。他接着进一步预测可能直接排列原子建造微小结构，从而进行材料的分子或原子合成。现在来看，他的预见和预测是非常准确的。他虽没有明确使用纳米技术一词，却准确地预测了纳米技术的潜力和应用。

毫无疑问，现在的纳米科学和纳米技术的研究和开发会带来许多新的和令人感兴趣的技术进步和产品。随之而来的产品小型化的浪潮将见证现有的宏观产品被改变为微系统科技（MST）和纳米技术产品。纳米技术是一项重大的新的技术力量，在世界范围内，将对社会经济产生实质性的影响，我们可以满怀信心地期待纳米技术给我们的生活带来更多的改善。

1.2 精密机械和工具

为了实施和使用前几节介绍的先进技术和工艺，需要超精密机械和仪器来控制“工具”的三维空间关系，以达到加工误差不到0.1nm的精确度。这些工具可以是：

1）切割、磨料或化学机械作用的固体工具。

2）能量光束工具。

3）扫描探针工具，例如STM、AFM，磁、热或化学反应的探针等。

超精密机床系统一般分为三个主要类别：

1）计算机数字控制（CNC）大型机床，用于测量、塑造或成型传统的大部

件，今天的精密机械和工具意味着能将大组件加工至纳米公差的精度。

2）大型和微型的组件计量应用的仪器。

3）针对只有几毫米到微米尺寸的专用机械。

1.3 精密运动控制系统的应用

以下简要介绍精密运动控制系统相关产业和应用。

（1）半导体领域

1）光刻。

2）衬底涂层。

3）内存维修。

4）激光直写。

5）显微镜 XY 检验。

6）晶片探查。

7）线焊。

（2）磁性和光存储器制造领域

1）磁盘驱动器的读/写头加工。

2）磁盘和头部检查。

3）空气轴承旋转支撑。

4）光盘母带。

5）精密磨削、切割和切片。

6）磁带头加工。

7）飞升高度的测试。

（3）光学制造领域

1）透镜和金刚石镜面车床。

2）光学磨床。

3）精密旋转式扫描仪。

4）钻石快速切削车床。

5）隐形眼镜镜片车床。

6）编码器和光栅刻线机。

（4）高分辨率成像领域

1）平板显示器。

2）内外滚筒绘图机。

3）恒定速度运动。

（5）精密计量领域

1）亚微米坐标测量仪。

2）平整度和圆度测量系统。

3）视觉和光学检测。

4）汽车、医疗、电子、光学元件。

1.4　本书的范围

本书的内容主要集中于实现精密运动定位系统的控制系统和仪器仪表技术。这些技术将解决设计精密运动控制系统的几个重要的挑战，包括运动控制算法、几何误差补偿、编码插值、机械振动监测与控制，以及其他相关工程问题。这是一个重大成果和出版物的汇编，来源于作者已着手开发的一个非常先进的高速超精密的机器人系统项目。该书全面和完整地讨论了这一主题，符合广大读者群的基本要求，通过提供详细的开发试验材料验证，既考虑了进行学术研究的读者的要求，也考虑实际应用的读者要求。考虑到本书的完整性，本书也提供了有关精度控制系统设计工程方面的内容，这些内容对确保整个系统的最终成功是非常重要的。

第 2 章　精密跟踪运动控制

在本章中，将介绍系统常使用的压电磁铁和永磁直线电动机的精密驱动器。它们的数学模型和控制方案也将在本章中进行介绍。

2.1　压电驱动器

在微纳米系统的领域，压电驱动器（PA）作为一个精密的驱动器，已经是越来越受欢迎的选择。由于它能够实现高精度和多功能性，得到了广泛的驱动应用。更具体地说；PA 可以提供非常精确的定位（纳米级），并产生高值力（高达数千牛顿）。PA 得到了日益广泛的工业应用，在各种光纤校准、校准掩码和医疗微操纵系统中 PA 应用的作用是非常突出的。

尽管 PA 在这些应用领域的应用广泛，但设计和控制这些设备仍具有挑战性。下面详细介绍 PA 设计和控制的有关问题。

2.1.1　压电驱动器配置的类型

在纳米解决方案和高速应用中，PA 提供了独特的和令人信服的优势。为了获得 PA 最大的性能，采用不同的配置和设计，以满足各种要求。

1. 层叠式设计

最常见的 PA 设计是一个陶瓷叠层，层叠式驱动器的结构如图 2.1 所示。这种装置能够实现高性能位移和控制力。可用的商业产品标准设计承受压力可达 100kN（如 Physik Instrument 公司产品），并且预装载驱动器也可以按推挽模式运行。

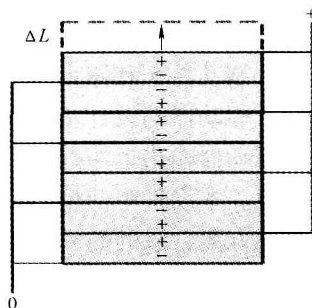


图 2.1　层叠式驱动器的结构

2. 层设计

这种设计采用了超薄层状陶瓷片，层状设计结构如图 2.2 所示。当电压施加于设备，驱动器陶瓷片收缩。设备位移在材料垂直的极化和电场应用的收缩方向产生。层状驱动器运行的最大值是一个片长度的函数，而薄片并行排列的数目将决定陶瓷单元的刚度和产生的力。层状驱动器很容易集成在传统的复合材料层中。

3. 管状设计

整体陶瓷管是压电驱动器的另一种形式。图 2.3 所示为管状设计结构。管表

面分割成四个区域，它们沿着管的一端与电极连接在一起。因此，就可以由电压管发起不同的运动方向。例如，当电压作用于薄壁管的外部和内径之间，管沿轴向和径向收缩。陶瓷管在各种不同化学和材料加工过程中得到了应用。陶瓷管也可用来制造高电压或功率应用的零件，如绝缘体、点火或加热元件。

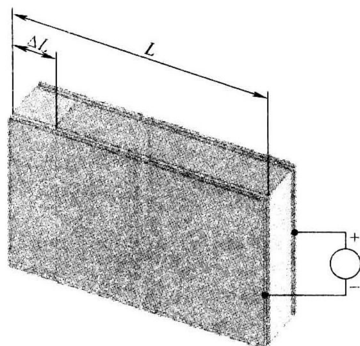


图 2.2　层状设计结构

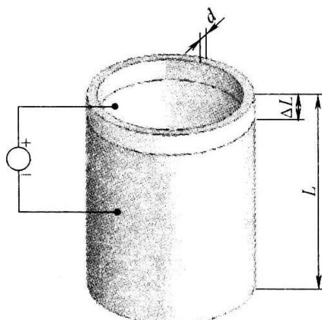


图 2.3　管状设计结构

4. 摆转设计

摆转设计采用了压电圆柱体由 LPZT（锂铅锆钛酸）陶瓷径向极化。局部转动驱动器的构造如图 2.4 所示，压电筒 2 安装在一个刚性基座 1 上。压电筒在自由端的运动传到摩擦垫 3 上。弹簧 4 提供了一个法向力反抗摩擦垫产生的摩擦力。制动件 5 和棒 6 作为旋转轴起作用。

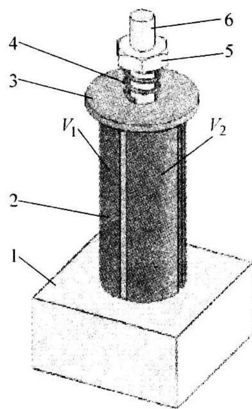


图 2.4　局部转动驱动器的构造

1—刚性基座　2—压电筒　3—摩擦垫　4—弹簧　5—制动件　6—棒

驱动器的设计基于间接驱动模式，因此减少了驱动器输出迟滞的影响。压电筒的外表面分成几段。本设计中使用了四段，但如果期待更好的解决方案，段的数目可以增加。内表面是一种常见的电接触点。

利用这一构造，电压作用到特殊段时将扩大筒的不平衡。通过应用电压以被控方式有序跨越邻近节（即 V_1，V_2 等），不完整的旋转波可以产生于压电筒的一端，准备传给安装在筒顶部的摩擦盘。要变换旋转的方向，可以将负电压作用到各段。通过控制应用正负电压时间的长短，可以控制电动机的转角。

2.1.2　数学模型

在本节中，将介绍线性和摆转压电驱动器动态特性。压电设计可用于线性或

摆转应用。动态模型来自于系统的物理特性，包括它的压电效应结构和压电元件的构造。

1. 线性压电驱动器 PA 系统

这里考虑的线性系统是基于压电叠堆的对象。分析可由压电性的本质方程开始，其次是力的产生，然后物体的移动。

考虑压电效应，得到本质方程如下：

$$\sigma_{ij} = c_{ijkl}^{E} s_{kl} - e_{kij} V_k \tag{2.1}$$

$$D_i = e_{ikl} s_{kl} + \epsilon_{ij}^{S} V_k \tag{2.2}$$

式中，σ 为应力矢量；s 为应变矢量；V 为电场矢量；D 为电动位移矢量；c 为弹性刚度常数矩阵；e 为一个压电常数矩阵，ϵ 为介电常数矩阵；上标 E 和 S 分别指恒定电场和恒定应变。

线性压电驱动器的推动力是靠压电叠堆筒产生的，每层施加了力 F_i。考虑到压电叠堆的不平衡，根据戈德法布（Goldfarb）和塞拉诺维克（Celanovic）（1997 年）的文献，驱动力可以表示如下：

$$F_i = \begin{cases} k_i(x - x_{b_i}) & |k_i(x - x_{b_i})| < f_i \\ f_i sgn(\dot{x}) & \text{其余} \end{cases} \tag{2.3}$$

$$F_D = \sum_{i=1}^{n} F_i \tag{2.4}$$

式中，k 为刚度；x 为位置；x_b 为块位置；f 为分裂力，$\mathrm{index}(.)_i$ 指叠堆的每一层。

2. 摆转压电驱动器系统

下面介绍摆转压电驱动系统的动态性能，分析包括压电效应和外部弹簧效应。以类似的方式分析了压电效应，如式（2.1）和式（2.2）对线性系统的解释。

这种摆转系统已用于卵细胞穿孔内部细胞质注射精子。系统的详细情况如下：

由于弹簧力压下电动机，轴向负荷出现在筒内。筒可以视为管。

以下方程被应用：

$$F_s = k_s y_s \tag{2.5}$$

式中，F_s 为弹簧力；k_s 为弹簧常数；y_s 为弹簧位移。

压缩力在控制之下，因为弹簧位置 s 是可调节的。弹簧常数取决于弹簧类型。

由于轴向压力，弹簧力导致筒收缩

$$\sigma_{ax} = \frac{F_s}{A_{ax}} = \frac{k_s y_s}{\frac{1}{4}\pi(d_2^2 - d_1^2)} \tag{2.6}$$

式中，σ_{ax}为轴向应力（由于轴向力的应力）；A_{ax}为面积；d_2 和 d_1 分别是筒的内、外直径，并且应变为

$$s_{ax}=\frac{\sigma(ax)}{E}=\frac{k_s y_s}{\frac{1}{4}\pi E(d_2^2-d_1^2)} \tag{2.7}$$

式中，s_{ax}为轴向应变；E 为弹性模量。

假定压电筒只在其弹性限制内载荷，轴向位移可以公式化为

$$\begin{aligned} y_{ax} &= s_{ax}L=\frac{\sigma_{ax}}{E}L \\ &= \frac{L}{E}\frac{k_s y_s}{\frac{1}{4}\pi(d_2^2-d_1^2)} \end{aligned} \tag{2.8}$$

微分分析可用来分析位移。筒坐标系的位置表达如下：

$$d\mathrm{r}=\hat{r}\mathrm{dr}+\hat{\phi}r\mathrm{d}\phi+\hat{z}\mathrm{dz} \tag{2.9}$$

电动机定子也可以被视为一种经历载荷弯曲的悬臂。由于电压作用于筒，筒沿 $\hat{r}$，$\hat{\phi}$ 和 $\hat{z}$ 方向变形。沿 $\hat{r}$ 和 $\hat{z}$ 方向的变形被忽视，因为它们对电动机旋转没有帮助。

电场用于方程（2.1）如下：

$$V=\frac{U}{r_2-r_1} \tag{2.10}$$

因为电压作用于它的厚度，其中 U 是电压，r_2 和 r_1 分别是内、外半径。电压是沿 $\hat{r}$ 方向作用，或等值的 1 方向，而位移是沿 $\hat{\phi}$ 方向运动。因此，第 c21 号和 e21 常量将被使用。

由方程（2.1），同时考虑到，没有任何附加力/压力作用于筒

$$c_{21}s_2-e_{21}V=0 \tag{2.11}$$

根据方程（2.11），切向应变为

$$s_\phi=\frac{e_{21}}{c_{21}}\frac{U}{r_2-r_1} \tag{2.12}$$

由切线方向应变定义

$$s_2=s_\phi=\frac{r_1\delta\phi}{r_1 d\phi} \tag{2.13}$$

$$\delta x_\phi=r_1\delta\phi=s_2 r_1 d\phi \tag{2.14}$$

压电单元的弯曲如图 2.5 所示。

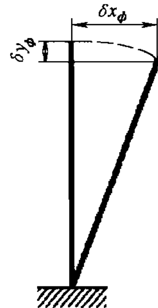


图 2.5　压电单元的弯曲

以上所描述的轴向位移伴随切向弯曲变形位移。δy_ϕ 的数值直接相当于 δx_ϕ 向的数值。因为 $\delta x_\phi \ll L$，圆轨迹

可以假设 δx_ϕ 和 δy_ϕ 作为正交位移，L 为半径，得到

$$\delta y_\phi = L - \sqrt{L^2 - (\delta x_\phi)^2} \tag{2.15}$$

方程（2.15）表示的结果类似压力分布。δy_ϕ 的数值相当于法向力在定子和转子之间产生的摩擦力。

旋转的数值和动力学方程取决于电动机标准力，这又取决于 δy_ϕ。根据方程（2.15）法向力的分布情况如图2.6所示。

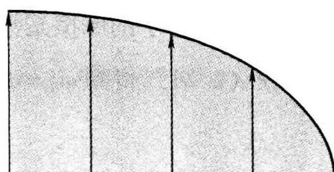


图2.6 法向力的分布情况

沿轴线方向的总位移是轴向和弯曲变形的和

$$\delta y = \delta y_\phi + y_{ax} \tag{2.16}$$

可以假定橡胶盘足够硬，这样才不会产生塑性区变形。根据这一假设，橡胶盘应变如下

$$s_{rb} = \frac{\delta y}{l_{rb}} \tag{2.17}$$

如果 s_{rb} 是橡胶应变，δy 是总轴向位移，l_{rb} 是橡胶的厚度。因此，对橡胶的压力/应力如下：

$$\sigma_{rb} = E_{rb} s_{rb} \tag{2.18}$$

这里 E_{rb} 是橡胶的弹性模量，并且 s_{rb} 是橡胶的压力。

压力的分布由方程（2.18）获得，修改方程（2.15）如下：

$$y_\phi = L - \sqrt{L^2 - r_1^2 \phi^2 s_2^2} \tag{2.19}$$

造成的压力分布

$$\sigma_{rb} = \frac{E_{rb}}{l_{rb}}\left(y_{ax} + L - \sqrt{L^2 - r_1^2 \phi^2 s_2^2}\right) \tag{2.20}$$

这种压力产生摩擦力，于是

$$\begin{aligned} \mathrm{d}F &= \mu \sigma_{rb} \mathrm{d}A = \mu \sigma_{rb} \mathrm{d}r r_1 \mathrm{d}\phi \\ &= \mu r_1 \frac{E_{rb}}{l_{rb}}\left(y_{ax} + L - \sqrt{L^2 - r_1^2 \phi^2 s_2^2}\right) \mathrm{d}r \mathrm{d}\phi, \end{aligned} \tag{2.21}$$

$$F = \mu r_1 \frac{E_{rb}}{l_{rb}}\left\{\int_{r_1}^{r_2} \int_0^{\frac{1}{2}\pi} \left(y_{ax} + L - \sqrt{L^2 - r_1^2 \phi^2 s_2^2}\right) \mathrm{d}r \mathrm{d}\phi\right\} \tag{2.22}$$

运动方程从旋转刚体的基本方程导出

$$I_R \ddot{\phi} = F r_1 \tag{2.23}$$

其中，I_R 是转子的转动惯量和 F 是定子的摩擦力。转动惯量的转子的计算方式是只考虑转子金属部分，因为摩擦垫的质量很小，所以忽略了摩擦垫的转动惯量。

在很短的时间内（f 冲击力作为一个脉冲力处理）的积分方程（2.23）中，力作用后的瞬时角速度如下：

$$I_R\dot{\phi}_0 = Fr_1. \tag{2.24}$$

阻碍这个运动是轴和转子之间的摩擦力，这里弹簧力提供了法向力，克服了摩擦垫和定子之间的摩擦力，最初引起该转子运动。可以公式化如下

$$I_R\ddot{\phi} = \mu_R F_s r_s + \mu F_s r_1, \tag{2.25}$$

式中，μ_R 为转子的摩擦系数，r_s 为接触轴的平均半径。

由方程（2.24）得到 $\omega_0 = \dot{\phi}_0$。根据方程（2.25）和 $\alpha = \ddot{\phi}$，运动方程可以构造如下

$$\alpha(t) = \ddot{\phi} \tag{2.26}$$

$$\omega(t) = \omega_0 - \alpha t \tag{2.27}$$

$$\theta(t) = \omega_0 t - \frac{1}{2}\alpha t^2 \tag{2.28}$$

3. 压电驱动器的统一建模

下面介绍动态模型，该模型在压电驱动器 PA 的模拟、预设计和设计阶段是有用的。它允许快速的性能核查和预测。然而，对于控制设计的目的，一般模型将更加适用。本节给出了一般线性和摆转的压电驱动器 PA 模型。对模型一些性质进行了讨论。

电压可控压电驱动器 PA 系统的数学模型可以用下列微分方程近似的描述

$$m\ddot{x} = -K_f\dot{x} - K_g x + K_e(u(t) - F), \tag{2.29}$$

式中，$u(t)$为随时间变化的电动机端子电压；$x(t)$为压电位置；K_f 为电动机产生的阻尼系数；K_g 为机械刚度；K_e 为输入控制系数；m 为有效质量；F 为系统的非线性干扰。

众所周知，压电驱动器 PA 的主要干扰是迟滞现象。图 2.7 所示为存在于线性压电致动器的一个典型的迟滞现象。这个迟滞幅度可以在运动的约10% ~15%范围内形成。迟滞普遍阻碍高精度运动，因而迟滞分析是实现高性能压电驱动器 PA 系统的关键。正如 Gilles 等人（2001 年）所阐述的那样，迟滞是类摩擦现象。Canudas-de-Wit 等人（1995 年）从摩擦力导出了一个复杂的动态摩擦模型。由此建立的模型显示了摩擦现象的主要特点——迟滞、摩擦滞后、变化的突破力和粘滑的运动。模型很全面足以捕捉动态滞后效应。这种动态摩擦模型的数学方程如下

$$F = \sigma_0 z + \sigma_1\dot{z} + \sigma_2\dot{x} \tag{2.30}$$

具有

$$\dot{z} = \dot{x} - \frac{|\dot{x}|}{h(\dot{x})}z$$

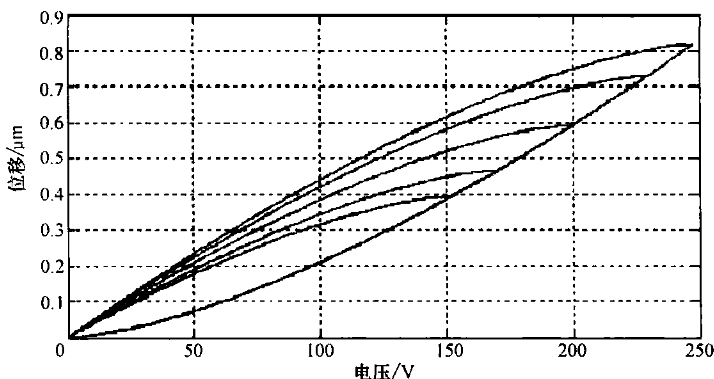


图2.7 线性压电致动器的迟滞现象

$$h(\dot{x})=\frac{F_c+(F_s-F_c)e^{-(\dot{x}/\dot{x}_s)^2}}{\sigma_0}$$

其中，F_c，F_s，$\dot{x}_s$，σ_0，σ_1，σ_2 是正常数，通常是未知的。非线性函数 F 也可以写作为

$$F=(\sigma_1+\sigma_2)\dot{x}+\sigma_0 z-\sigma_1\frac{|\dot{x}|}{h(\dot{x})}z=(\sigma_1+\sigma_2)\dot{x}+F_d(z,\dot{x}) \tag{2.31}$$

第一部分 $(\sigma_1+\sigma_2)\dot{x}$ 是一个简单速度函数。由于迟滞的动力扰动，第二部分 $\left(\sigma_0-\frac{\sigma_1|\dot{x}|}{h(\dot{x})}\right)z$ 是 z 的函数。因此 z 和 $H(x)$ 的有界。

$$|F_d(z,\dot{x})|=\left|\left(\sigma_0-\frac{\sigma_1|\dot{x}|}{h(\dot{x})}\right)z\right|\leqslant k_1+k_2|\dot{x}| \tag{2.32}$$

其中，k_1 和 k_2 是常数。

2.1.3 自适应控制

在本节中，基于方程（2.29）的一般模型设计了一个自适应控制器。针对建模的不确定性，该控制器具有鲁棒性。

考虑方程（2.29）的系统。跟踪控制目标说明如下：找到一种控制机制，对于每一个有界平滑输出参考 $x_d(t)$，具有有界时间导数，使得有关控制的输出 $x(t)$ 尽可能紧密收敛于参考 $x_d(t)$，其期望轨迹 x_d 和 $\dot{x}_d$，$\ddot{x}_d$ 是连续适用的，并且有界。

定义位置跟踪误差 $e(t)$ 和相应的滤波跟踪误差 $s(t)$ 如下

$$e(t)=x_d(t)-x(t) \tag{2.33}$$

并且误差

$$s = K_I\int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau + K_p e + \dot{e} \tag{2.34}$$

这里 K_I，$K_p>0$，选择 K_I，K_p 使这个多项式 $s^2+K_ps+K_I$ 是赫尔维茨（Hurwitz）多项式。区别 $s(t)$ 并利用等式（2.29），可以发现 $s(t)$ 的动态特性为

$$\begin{aligned}\frac{m}{K_e}\dot{s} &= \frac{m}{K_e}(K_Ie+K_p\dot{e}+\ddot{x}_d)+\frac{K_f}{K_e}\dot{x}+\frac{K_g}{K_e}x-(u-F)\\ &= \frac{m}{K_e}(K_Ie+K_p\dot{e}+\ddot{x}_d)+\left(\frac{K_f}{K_e}+\sigma_1+\sigma_2\right)\dot{x}\\ &\quad+\frac{K_g}{K_e}x-u+F_d(z,\dot{x})\end{aligned} \tag{2.35}$$

通过使用简单精确模型的知识，可以定义一个控制输入为

$$u = K_vs+a_m(K_Ie+K_p\dot{e}+\ddot{x}_d)+a_{k\sigma}\dot{x}+a_{ge}x+F_d \tag{2.36}$$

其中 $K_v>0$ 是一个常数，$a_m=\frac{m}{k_e}$，$a_{k\sigma}=\frac{K_f}{K_e}+\sigma_1+\sigma_2$ 并且 $a_{ge}=\frac{K_g}{K_e}$。

由式（2.36）控制输入代入方程（2.29）的开环表达式，得到闭环滤波跟踪误差系统，即 $\frac{m}{K_e}\dot{s}=-K_vs$。由于 $K_v>0$，由此产生的系统是渐近稳定的。不幸的是，实际的迟滞是先验未知的。此外，它也很难获得 m，K_e，K_f，K_g 的精确值。出于这种观察，一种自适应控制技术可以用以取代估计 $\frac{m}{K_e}$，$\frac{K_f}{K_e}+\sigma_1+\sigma_2$，$\frac{K_g}{K_e}$ 和具有 $\hat{a}_m$，$\hat{a}_{k\sigma}$，$\hat{a}_{ge}$ 估计及 $\hat{k}_1sgn(s)+\hat{k}_2|\dot{x}|sgn(r)$ 的 F_d，分别设计如下

$$\begin{aligned}u &= K_vs+\hat{a}_m(K_Ie+K_p\dot{e}+\ddot{x}_d)+\hat{a}_{k\sigma}\dot{x}\\ &\quad+\hat{a}_{ge}x+\hat{k}_1sgn(s)+\hat{k}_2|\dot{x}|sgn(s)\end{aligned} \tag{2.37}$$

将方程（2.37）中的控制代入式（2.35），有

$$\begin{aligned}\frac{m}{K_e}\dot{s} &= -K_vr+\tilde{a}_m(K_Ie+K_p\dot{e}+\ddot{x}_d)+\tilde{a}_{k\sigma}\dot{x}+\tilde{a}_{ge}x\\ &\quad-\hat{k}_1sgn(s)-\hat{k}_2|\dot{x}|sgn(s)+F_d\end{aligned} \tag{2.38}$$

其中，$\tilde{a}_m=\frac{m}{K_e}-\hat{a}_m$，$\tilde{a}_{k\sigma}=\frac{K_f}{K_e}+\sigma_1+\sigma_2-\hat{a}_{k\sigma}$，$\tilde{a}_{ge}=\frac{K_g}{K_e}-\hat{a}_{ge}$。

自适应律选择如下

$$\dot{\hat{a}}_m=\gamma_1[(K_Ie+K_p\dot{e}+\ddot{x}_d)s-\gamma_{11}\hat{a}_m] \tag{2.39}$$

$$\dot{\hat{a}}_{k\sigma}=\gamma_2[\dot{x}s-\gamma_{21}\hat{a}_{k\sigma}] \tag{2.40}$$

$$\dot{\hat{a}}_{ge}=\gamma_3[xs-\gamma_{31}\hat{a}_{ge}] \tag{2.41}$$

$$\dot{\hat{k}}_1=\gamma_4[|s|-\gamma_{41}\hat{k}_1] \tag{2.42}$$

$$\dot{\hat{k}}_2=\gamma_5[\,|\dot{x}|\,|s|-\gamma_{51}\hat{k}_2\,] \tag{2.43}$$

其中，γ_1，γ_{11}，γ_2，γ_{21}，γ_3，γ_{31}，γ_4，γ_{41}，γ_5，$\gamma_{51}>0$。

1. 稳定性分析

稳定性分析结果建立如下。

定理2.1　考虑方程（2.29）的对象和跟踪期望轨迹 x_d，$\dot{x}_d$，$\ddot{x}_d$ 的控制目标。由方程（2.39）~方程（2.43）提供的控制律式（2.37）确保系统状态和参数是一致有界。

证明：取正定函数

$$V(t)=\frac{1}{2}\frac{m}{K_e}s^2+\frac{1}{2\gamma_1}\tilde{a}_m^2+\frac{1}{2\gamma_2}\tilde{a}_{k\sigma}^2+\frac{1}{2\gamma_3}\tilde{a}_{ge}^2+\frac{1}{2\gamma_4}\tilde{k}_1^2+\frac{1}{2\gamma_5}\tilde{k}_2^2 \tag{2.44}$$

其中，$\tilde{k}_1=k_1-\hat{k}_1$，$\tilde{k}_2=k_2-\hat{k}_2$，它的时间导数变为

$$\begin{aligned}\dot{V}=&-K_vs^2+[\tilde{a}_m(K_Ie+K_p\dot{e}+\ddot{x}_d)+\tilde{a}_{k\sigma}\dot{x}+\tilde{a}_{ge}x]s\\&+[-\hat{k}_1sgn(r)-\hat{k}_2|\dot{x}|sgn(r)+F_d]s\\&+\frac{1}{\gamma_1}\tilde{a}_m\dot{\tilde{a}}_m+\frac{1}{\gamma_2}\tilde{a}_{k\sigma}\dot{\tilde{a}}_{k\sigma}+\frac{1}{\gamma_3}\tilde{a}_{ge}\dot{\tilde{a}}_{ge}+\frac{1}{\gamma_4}\tilde{k}_1\dot{\tilde{k}}_1+\frac{1}{\gamma_5}\tilde{k}_2\dot{\tilde{k}}_2\end{aligned} \tag{2.45}$$

在方程（2.32）中使用不等式，表示如下

$$\begin{aligned}\dot{V}\leqslant&-K_vs^2+[\tilde{a}_m(K_Ie+K_p\dot{e}+\ddot{x}_d)+\tilde{a}_{k\sigma}\dot{x}+\tilde{a}_{ge}x]s+\tilde{k}_1|r|+\tilde{k}_2|\dot{x}|\,|s|\\&+\frac{1}{\gamma_1}\tilde{a}_m\dot{\tilde{a}}_m+\frac{1}{\gamma_2}\tilde{a}_{k\sigma}\dot{\tilde{a}}_{k\sigma}+\frac{1}{\gamma_3}\tilde{a}_{ge}\dot{\tilde{a}}_{ge}+\frac{1}{\gamma_4}\tilde{k}_1\dot{\tilde{k}}_1+\frac{1}{\gamma_5}\tilde{k}_2\dot{\tilde{k}}_2\end{aligned} \tag{2.46}$$

自适应律代入到上述公式，可以得出

$$\begin{aligned}\dot{V}\leqslant&-K_vs^2+\gamma_{11}\tilde{a}_m\hat{a}_m+\gamma_{21}\tilde{a}_{k\sigma}\hat{a}_{k\sigma}+\gamma_{31}\tilde{a}_{ge}\hat{a}_{ge}+\gamma_{41}\tilde{k}_1\hat{k}_1+\gamma_{51}\tilde{k}_2\hat{k}\\=&-K_v\{s^2+\frac{\gamma_{11}}{K_v}(\tilde{a}_m-\frac{1}{2}a_m)^2+\frac{\gamma_{21}}{K_v}(\tilde{a}_{k\sigma}-\frac{1}{2}a_{k\sigma})^2\\&+\frac{\gamma_{31}}{K_v}(\tilde{a}_{ge}-\frac{1}{2}a_{ge})^2\\&+\frac{\gamma_{41}}{K_v}(\tilde{k}_1-\frac{1}{2}k_1)^2+\frac{\gamma_{51}}{K_v}(\tilde{k}_2-\frac{1}{2}k_2)^2-\frac{\gamma_{11}}{4K_v}a_m^2-\frac{\gamma_{21}}{4K_v}a_{k\sigma}^2\\&-\frac{\gamma_{31}}{4K_v}a_{ge}^2-\frac{\gamma_{41}}{4K_v}k_1^2-\frac{\gamma_{51}}{4K_v}k_2^2\}\end{aligned} \tag{2.47}$$

这保证了任何一项为负值

$$|s|>\sqrt{\frac{\gamma_{11}}{4K_v}a_m^2-\frac{\gamma_{21}}{4K_v}a_{k\sigma}^2-\frac{\gamma_{31}}{4K_v}a_{ge}^2-\frac{\gamma_{41}}{4K_v}k_1^2-\frac{\gamma_{51}}{4K_v}k_2^2}\ominus \tag{2.48}$$

⊖　式(2.48)中的六个公式根号内减号应为加号，原书有误。——译者注

或

$$|\tilde{a}_m| > \sqrt{\frac{1}{4}a_m^2 - \frac{\gamma_{21}}{4\gamma_{11}}\sigma_{k\sigma}^2 - \frac{\gamma_{31}}{4\gamma_{11}}a_{ge}^2 - \frac{\gamma_{41}}{4\gamma_{11}}k_1^2 - \frac{\gamma_{51}}{4\gamma_{11}}k_2^2} + \frac{1}{2}a_m$$

$$|\tilde{a}_{k\sigma}| > \sqrt{\frac{\gamma_{11}}{4\gamma_{21}}a_m^2 - \frac{1}{4}\sigma_{k\sigma}^2 - \frac{\gamma_{31}}{4\gamma_{21}}a_{ge}^2 - \frac{\gamma_{41}}{4\gamma_{21}}k_1^2 - \frac{\gamma_{51}}{4\gamma_{21}}k_2^2} + \frac{1}{2}a_{k\sigma}$$

$$|\tilde{a}_{ge}| > \sqrt{\frac{\gamma_{11}}{4\gamma_{31}}a_m^2 - \frac{\gamma_{21}}{4\gamma_{31}}\sigma_{k\sigma}^2 - \frac{1}{4}a_{ge}^2 - \frac{\gamma_{41}}{4\gamma_{31}}k_1^2 - \frac{\gamma_{51}}{4\gamma_{31}}k_2^2} + \frac{1}{2}a_{ge}$$

$$|\tilde{k}_1| > \sqrt{\frac{\gamma_{11}}{4\gamma_{41}}a_m^2 - \frac{\gamma_{21}}{4\gamma_{41}}\sigma_{k\sigma}^2 - \frac{\gamma_{31}}{4\gamma_{41}}a_{ge}^2 - \frac{1}{4}k_1^2 - \frac{\gamma_{51}}{4\gamma_{41}}k_2^2} + \frac{1}{2}k_1$$

$$|\tilde{k}_2| > \sqrt{\frac{\gamma_{11}}{4\gamma_{51}}a_m^2 - \frac{\gamma_{21}}{4\gamma_{51}}\sigma_{k\sigma}^2 - \frac{\gamma_{31}}{4\gamma_{51}}a_{ge}^2 - \frac{\gamma_{41}}{4\gamma_{51}}k_1^2 - \frac{1}{4}k_2^2} + \frac{1}{2}k_2$$

因此，s，$\tilde{a}_m$，$\tilde{a}_{k\sigma}$，$\tilde{a}_{ge}$，$\tilde{k}_1$，$\tilde{k}_2$ 最终是一致有界的。$|s|$ 值可通过增加 K_v 变小。

2. 试验结果

对于线性压电驱动器 PA，使用 Physik Instrumente（PI）公司制造的一个直流伺服电动机，它具有 80μm 的运行长度，并装备了一个线性位移变量转换（LVDT）的传感器，有效精度达到 5nm。使用了 dSPACE 实时控制的开发和快速原型平台。在 dSPACE 的环境下应用 MATLAB®/Simulink®。分别由模拟输入和数字输入及 dSPACE 卡，将位置和开关信号反馈到控制系统。轨迹模型被转发到自适应控制器作为参考信号，然后控制器的输出被发送到压电驱动器。运行 MATLAB®的实时视窗可实现系统控制。

控制系统设计的关键作用之一就是建立一个模型。为了建立模型，首先要从压电驱动器系统收集试验数据。线性调频信号用于模型识别。选择模拟输出通道 1，将信号发送到压电电动机。采样频率选择为 2000Hz，并且调频信号的频率选定为 0 ~ 200Hz 的范围。主线性模型为

$$\ddot{x} = -1081.6\,\dot{x} - 5.9785 \times 10^5 x + 4.2931 \times 10^6 u$$

该模型给出了线性压电驱动器 PA 的一般特征，但不包括不确定性，如迟滞。

自适应控制器应用到压电驱动器 PA。该控制器的参数选为

$$K_v = 0.00001 \quad K_I = 400\,000 \quad K_p = 100 \tag{2.49}$$

$\hat{a}_m$，$\hat{a}_{k\sigma}$，$\hat{a}_{ge}$ 初始值的选择可以基于被辨识的模型。它们是 $\hat{a}_m(0) = 2.3293 \times 10^{-7}$，$\hat{a}_{k\sigma}(0) = 2.5194 \times 10^{-4}$ 和 $\hat{a}_{ge}(0) = 0.1184$。初始值 $\hat{k}_1$ 和 $\hat{k}_2$ 分别选为 10^{-7} 和 10^{-8}。因此，机械结构和其他组成部件固有的未建模高频动态不被激励，小调整的因子被使用，选择 $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 10^{-22}$，$\gamma_4 = \gamma_5 = 10^{-20}$，$\gamma_{11} = \gamma_{21} = \gamma_{31} = \gamma_{41} = \gamma_{51} = 0.0001$。

跟踪参考信号是$A\sin(\omega t)$，其中$A=3\mu m$，$\omega=6rad/s$。该控制器的实际响应如图2.8所示。可以观察到，根据既定的控制，实际响应正弦轨迹是好的。跟踪误差约0.3μm。据观察，按照既定的自适应控制，可以达到微观层面的高精确度控制。如果只使用该控制器的PID控制组件，结果如图2.9所示，跟踪误差约为1.0μm。这表明自适应控制器可以实现优于PID控制的跟踪性能。

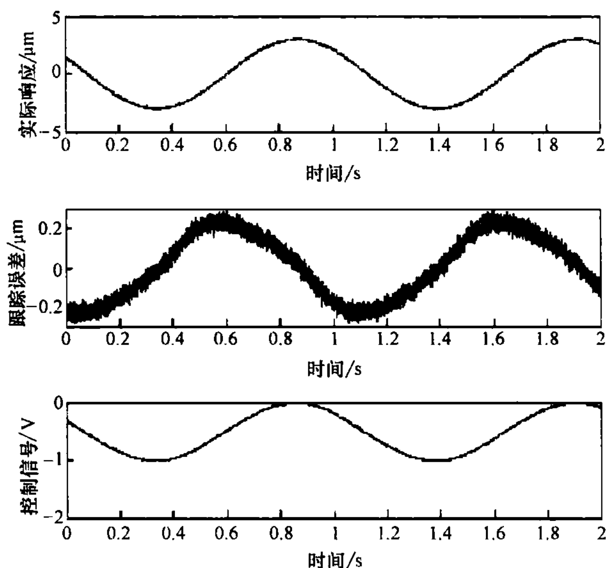


图2.8 使用控制方案的正弦波响应

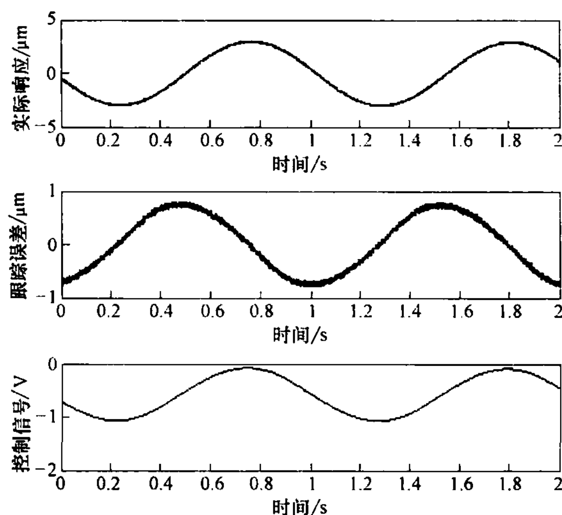


图2.9 只使用PID控制组件的正弦波响应

2.2　永磁直线电动机（PMLM）

在电动机的驱动中，永磁直线电动机（PMLM）可能是高速、高精密运动控制中最自然的应用。在半导体工艺，精密测量和微系统装配中，PMLM 得到日益广泛的工业应用。这些应用过程中的高性能要求验证了 PMLM 的显著效能。PMLM 的主要优点包括可以实现高密度力、低热损耗，最重要的是精准度高，与其相关的机械结构简单。PMLM 设计成切割并展开相对旋转对应体部分，与图解过程完全相似，沿径向平面切割普通电动机旋转电枢和旋转定子，展开为平面，如图 2.10 所示。其结果是一个平面直线电动机产生线性力，而不是扭矩，由于旋转轴不再存在。电磁旋转电动机转矩产生的同一力直接用于产生直线电动机的线性力。相对于异步直线感应电动机，PMLM 采用稀土永磁体具有非常高的磁通量密度，并能开发出更高的磁通量密度，而不产生热。不同于旋转机械，直线电动机不需要齿轮箱，链条和螺丝耦合等间接耦合机构。这大大减少了非线性接触效应和干扰，如反弹和摩擦力，尤其是当它们使用静压或磁轴承时。然而，使用机械传动的优点也从而丧失，如减少模型不确定性和外部干扰影响固有能力。因此，通过适当的物理设计或通过系统控制减少这些影响是最重要的，特别是在实现高速、高精度运动控制的情况下。

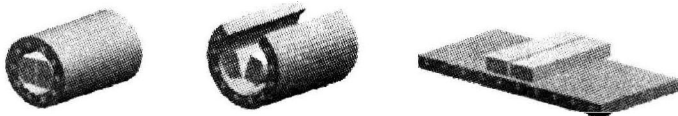


图 2.10　展开一个旋转电动机

下面介绍各种能够进行精确的 PMLM 运动跟踪控制方案。

2.2.1　PMLM 的类型

直线电动机最初的几个专利可以追溯到 20 世纪中叶。最近几年，直线电动机在材料和结构的革新都取得了性能和成本的效益，扩大了其应用领域。目前商业可用的 PMLM 主要类型有：平板直线电动机、U 形直线电动机和管状直线电动机。下面将简单介绍这些设计。

1. 平板直线电动机

平板直线电动机如图 2.11 所示，是常见的无刷直流直线伺服电动机，其投入应用已超过 25 年。在自动机和机床的应用中需要极高的连续力和峰值力，因此平

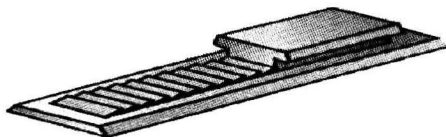


图 2.11　平板直线电动机

板电动机深受欢迎。这些直线电动机由两个主要单元组成：移动的柜箱和固定压板。平板电动机将定位在恰当角度的定子永磁体朝向推力轴（就像在导轨架上的枕木一样），但稍倾斜于垂直平面，它可以减少推力波动。平板直线电动机具有高度低的特点，并有大范围的尺寸可供选择。

通常，在柜箱的线圈中包含一个铁芯，用以增加电磁通密度，由此产生了原动力输出。但是，由于存在有效的制动（或齿啮合）力，导致铁芯产生了齿啮合运动。铁芯还造成涡流损耗，它是电动机速度的函数。这种热能必须有效地分散到周遭的环境，以防止发动机过热，并避免磁饱和。为实现这一目标，强制有效的冷却（采用空气或水）必须严格使用。此外，柜板设计中的磁通量使用率是次优的。线圈层生成不属于垂直于磁场 B 的力只是最高值的一小部分；而平行于运动轴的部分对推力输出根本不作贡献。为了弥补较差的磁通量利用率，这种电动机吸收更多的电流，将会导致大量的热量损失，才能实现相当于其他结构电动机提供力的水平。力输出的一致性依赖于保持紧密一致的空气间隙（≤0.5mm）；空气间隙的变化引起运动路径通量波动，因此力输出发生变化。这些力输出的变化必须补偿，以保持良好的轨迹跟踪性能。柜板之间的高吸引力要求精密的气隙耦合，也导致了相对复杂的安装工艺。

2. U 形直线电动机

图 2.12 所示为另一种目前较为常用的直线电动机设计——U 形直线电动机。U 形直线电动机广泛应用于需要高精度平滑运动的场合。U 形电动机的电枢是将平面绕组用环氧树脂粘结到双列磁铁之间的一个塑料的“刀锋”上。轨道上的永久磁场与在刀片的电磁场结合生产直线运动。这种设计的优点是具有零制动力，当电枢和定子间没有吸引力时，运动也是平滑的。除了优良的平滑性，U 形直线电动机也具有较好的成本效益和广泛的运行长度控制能力。因为刀片和轨道之间没有空气间隙精度的要求，U 形直线电动机运行长度可以很长。

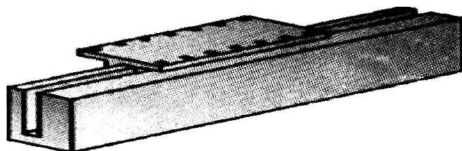


图 2.12 U 形直线电动机

这种结构的缺点之一是低的机械性传播，环氧树脂填充的电枢刀片在伺服控制高加速度应用时可能导致共振。U 形的几何形状会捕获线圈旁边的热空气，因此，U 形直线电动机只有通过安装在电动机刀片上的散热片或强制冷却，才能得到有效的冷却。此外，U 形直线电动机磁通量利用效率低下的特点与平板直线电动机类似。

3. 管状直线电动机

管状直线电动机如图 2.13 所示，包括两个主要部件：有永磁（通常是固定的）的推力杆和包含电动机线圈（通常是移动的）的推力块。

从力的产生和能源效率的角度来看，管状直线电动机比其他直线电动机结构具有重要的设计优势。其器件由通风和封装的单一导电圆柱组成，包括电动机电枢（推力块）和定子圆柱，定子是高性能烧结钕铁硼永磁材料叠层沿 N-S 轴排列包装在管中。利用独立轴承系统，推力块与定子之间通常隔着相对较大气隙（1mm），以支持移动推力块。与平板电动机类似，管状直线电动机在一个定子组合上可独立控制多个推力块。

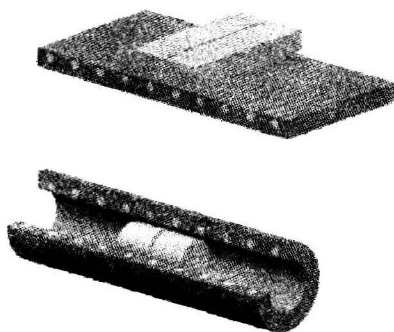


图 2.13　管状直线电动机

相对于其他直线电动机类型，径向对称的管状几何形状赋予了管状直线电动机几个优势：所有与线圈交叉的磁通量都产生推力；推力块中的圆形绕组与磁通模量在本质上是垂直的，可获得最大线性力；对于一个给定的额定电流和磁场强度，管状配置产生的力高于其他效率较低的设计；内部几何对称使磁场均衡，减少了传送器和定子之间的吸引力。典型的管状电动机中的吸引力，与常规平板直线电动机的几百磅力相比只有几磅力，高引力的减少简化了安装，减少了用推力块支撑轴承的安装要求；由于管状电动机的设计中有较少的槽，它们的涡流损失是微不足道的。此外，推力块可作为一个散热器，不需要强制空气或液体冷却循环，足够的散热使得连续力的容量相对于应用以均方根（RMS）速度不断提高。相对大的气隙降低了安装管状直线电动机时需要严格校准的容许公差。通过省略铁芯单元（少铁设计），管状直线电动机用力输出容量降低 30% 作为代价，优化了其运动的平滑性。尽管管状直线电动机具有一些独特的优势，相对于其他直线电动机，管状直线电动机也有某些局限，例如有限的运行的长度、总高度较高，以及规模和力的范围有限。

圆柱形的配置带来的性能优势，也带来了某些尺寸方面的局限。由于定子磁场组装只能在两极端得到支撑，根据其自身的重量，疲软弯曲限制了 38mm 直径的定子行程约为 2500mm。

完全封装的电动机的推力块也导致其外形高度比平板电动机和提供侧面安装的 U 形直线电动机更大。管状的几何形状导致管状直线电动机相对于其他直线电动机技术，存在尺寸有限和力的范围较小的局限。但是，设计方案不断改进和生产成本的下降趋势最终促进各种大小和力等级可用的管状直线电动机不断出现。

2.2.2　数学模型

该 PMLM 的动态可以看做由两个部分组成，包括：一个主要线性模型和一个不确定和非线性的余项（如果高精度运动控制要有效地实现，必须在该控制

器的设计中予以考虑)。

在一个主要线性模型中，PMLM 机电动力学可以表示如下

$$M\ddot{x} + D\dot{x} + F_{load} = F_m \tag{2.50}$$

$$K_e\dot{x} + L_a\frac{dI_a}{dt} + R_aI_a = u \tag{2.51}$$

$$F_m = K_fI_a \tag{2.52}$$

其中，x 表示位置；M，D，F_m，F_{load}分别表示力学参数中惯性、粘性、产生的力和负载力；u，I_a，R_a，L_a 分别表示电气参数中输入直流电压、电枢电流、电枢电阻和电枢电感；K_f 表示电动机能转换常数；K_e 是反电动势电动机常数。

由于电气时间常数通常远小于机械时间常数，电气瞬态响应延迟可能会被忽略，提供简化模型如下

$$\ddot{x} = -\frac{K_1}{M}\dot{x} + \frac{K_2}{M}u - \frac{1}{M}F_{load} \tag{2.53}$$

其中

$$K_1 = \frac{K_eK_f + R_aD}{R_a} \qquad K_2 = \frac{K_f}{R_a} \tag{2.54}$$

显然，这是一个二阶非线性动力学模型。

主要线性模型并没有包括可能会存在于物理结构中的额外的非线性效应。其中，由于 PMLM 的磁路结构和其他物理缺陷，波动和摩擦力是两个突出的与 PMLM 相关的非线性效应。图 2.14 所示为 PMLM 模型，其中明确包括了各种外在存在的干扰信号。

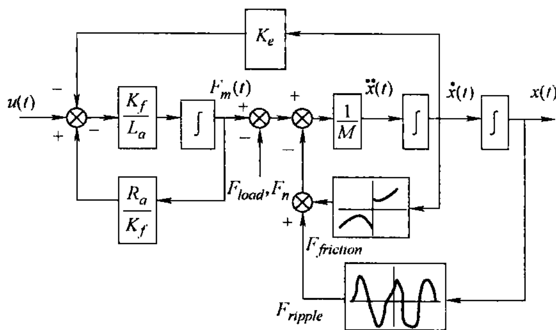


图 2.14　PMLM 模型

2.2.3　力的波动

当电流应用到传送器线圈的永久磁铁时，转换到 PMLM 传送器的推力是靠两极之间一连串吸引力和排斥力产生的。除了产生推力，由于 PMLM 磁结构，PMLM 也产生了一个寄生波动力。这种波动力存在于几乎所有不同类型的 PMLM（平板、管状、移动磁极等）中，只要在其结构中铁磁芯是用于绕组的。

这两个波动力主要组成部分是齿定位（或制动器）力和磁阻力。齿定位力的产生使得传送器的磁铁和铁芯之间相互吸引。这个齿定位力在没有任何绕组电流的情况下也存在，它表现出有关传送器到磁铁相对位置的周期关系。无论激励

状态如何，传送器趋向于对准到一系列期望的位置，这样就出现了齿定位力。导致 PMLM 周期齿定位力存在的两个潜在原因是传送器铁芯的有限长度和开槽。与传送器和磁铁之间相对位置有关的绕组自感变化产生了磁阻力。于是，磁阻力与传送器和磁铁的位置也有周期关系。

总体上来说，齿定位力和磁阻力构成了整体力波动现象。即使 PMLM 不供电，当传送器沿导轨移动时，力的波动显然也存在。在离散点上会经历最小/最大的阻力。在较低的速度下，由于低动量用来克服磁阻，波动效应更为明显。

由于直线电动机的直接驱动原理，波动力在精确定位上具有重要的意义，它也可能引起的振荡，并产生稳定问题，特别是低速度或轻载（低动量）的情况。图 2.15 所示为由英国线性驱动器公司（Linear Drive，UK）制造的管状 PMLM 的实时开环阶跃响应。图 2.16 所示为具有不同步长（即不同的稳态速度）PMLM 的速度/位置特征。

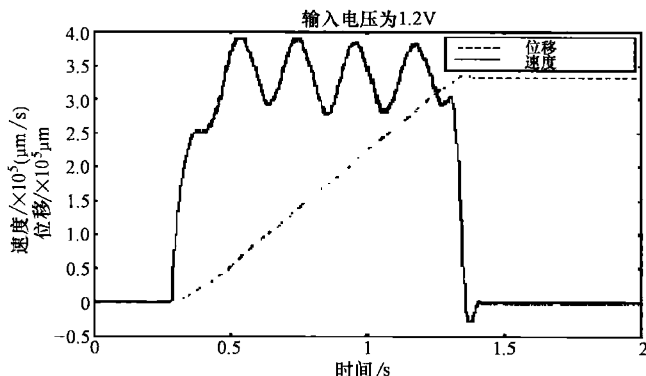


图 2.15　PMLM 的开环阶跃响应

从这些响应可以推断出一些有趣的结论。首先，波动频率不依赖于步长（即独立于速度），但表现出与位置有固定的关系。第二，波动幅度取决于位置和速度。在较高的速度下，波动幅度的降低相比，当 PMLM 运行在较低速度时，波动效应比较明显。

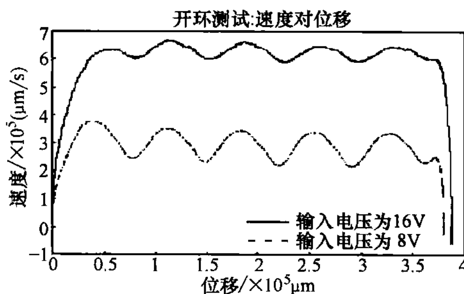


图 2.16　对应不同阶跃电压下的速度（μm/s）/位置（μm）特征

力波动的一阶模型可以描述为一周期正弦型信号

$$F_{ripple}(x)=A(x)\sin(\omega x+\phi) \quad (2.55)$$

波动的高次谐波可以包含在更高阶的模型里。

2.2.4　摩擦

摩擦不可避免地存在于几乎所有的机械运动中。摩擦对精密运动控制的实现是一个主要不利因素。根据摩擦性能的特点，可将摩擦细分为两类：静态摩擦和动态摩擦。摩擦的静态特性包括黏附摩擦、动力学力、黏性力及斯特里贝克作用，是稳态速度的函数。动态现象包括预滑动位移、不同的分离力和摩擦滞后。许多经验摩擦模型已经建立用来尝试捕捉摩擦行为的具体组成部分，但一般来说，以明确的形式获得精密的摩擦模型是十分困难的，特别是对动力部件。但是对于许多应用，已证明塔斯廷模型是有用的，它在许多成功的应用中得到了充分的验证。塔斯廷模型可以写成

$$F_{friction}=[F_c+(F_s-F_c)e^{-(|\dot{x}/\dot{x}_s|)^{\delta}}+F_v|\dot{x}|]sgn(\dot{x}) \tag{2.56}$$

其中，F_s 表示静摩擦力；F_c 表示库仑摩擦最小值，$\dot{x}_s$ 和 F_v 为润滑和负载参数；δ 为另外一个经验参数。图2.17所示为塔斯廷摩擦模型。

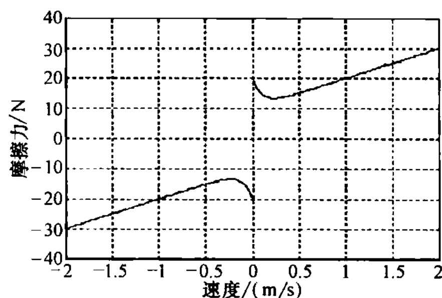


图2.17　塔斯廷摩擦模型

考虑到这些非线性效应，PMLM动态可描述为

$$\ddot{x}=-\frac{K_1}{M}\dot{x}+\frac{K_2}{M}u-\frac{1}{M}(F_{load}+F_{ripple}+F_{friction}) \tag{2.57}$$

使用高品质的轴承可以大大减少摩擦的影响，例如静压或磁力轴承等。

2.2.5　复合控制

在这种机制下，采用三层复合控制结构，如图2.18所示，包括三个控制组成部分：前馈控制、反馈控制和基于补偿器的非线性径向基函数（RBF）的。为了使这种方法公式化，一个通用的非线性函数 $F_1^*(x,\dot{x})$ 可以用来代表非线性动态效应，由于存在力波动，摩擦和其他未知的动态集合。式（2.57）的伺服系统因而可选择描述为

$$\ddot{x}=-\frac{K_1}{M}\dot{x}+\frac{K_2}{M}u-\frac{1}{M}F_{load}+F_1^*(x,\dot{x}) \tag{2.58}$$

令

$$\frac{K_2}{M}f(x,\dot{x})=-\frac{1}{M}F_{load}+F_1^*(x,\dot{x}) \tag{2.59}$$

由此可见

$$\ddot{x}=-\frac{K_1}{M}\dot{x}+\frac{K_2}{M}u+\frac{K_2}{M}f(x,\dot{x}) \tag{2.60}$$

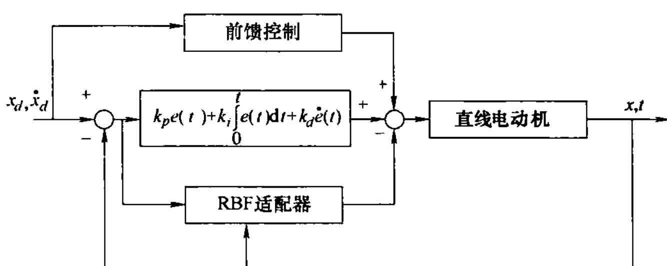


图 2.18　三层复合控制方案

$f(x,\dot{x})$ 假定为平滑非线性函数，可能是未知的。

为此，但是它可能会指出，许多不连续的非线性函数可以充分近似一项持续不断的。

由于跟踪误差 e 定义为

$$e = x_d - x$$

方程（2.60）可表示为

$$\ddot{e} = -\frac{K_1}{M}\dot{e} - \frac{K_2}{M}u - \frac{K_2}{M}f(x,\dot{x}) + \frac{K_2}{M}\left(\frac{M}{K_2}\ddot{x}_d + \frac{K_1}{K_2}\dot{x}_d\right) \tag{2.61}$$

因此 $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_0^t e(t)\mathrm{d}t = e$，

该系统的状态变量指定为 $x_1 = \int_0^t e(t)\mathrm{d}t$，$x_2 = e$ 和 $x_3 = \dot{e}$。

定义 $x = [x_1 x_2 x_3]^{\mathrm{T}}$，然后式（2.61）可代入等价状态空间形式

$$\dot{x} = Ax + Bu + Bf(x,\dot{x}) + B\left(-\frac{M}{K_2}\ddot{x}_d - \frac{K_1}{K_2}\dot{x}_d\right) \tag{2.63}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -K_1/M \end{bmatrix},\ B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -K_2/M \end{bmatrix}. \tag{2.64}$$

1. 前馈控制

该前馈控制律的设计非常简单。根据方程（2.63），在控制信号中可使用前馈控制项匹配 $B\left(-\frac{M}{K_2}\ddot{x}_d - \frac{K_1}{K_2}\dot{x}_d\right)$ 项，前馈控制因而设计为

$$u_{FF}(t) = \frac{M}{K_2}\ddot{x}_d + \frac{K_1}{K_2}\dot{x}_d \tag{2.65}$$

显然，参考位置轨迹必须是连续的和二次可微的，否则必须用预补偿器来滤波参考信号。为前馈控制设计所需的唯一的参数是二阶线性模型的参数。另外，如果有适当模型可选择，前馈项可列入了非线性效应。例如，如果一个好的波动

力信号模型可以用公式（2.55）表示，那么前馈控制信号中另一静态项 $u_{FFx}=\frac{1}{K_2}F_{ripple}(x_d)$ 可以有效地补偿波动力。如果摩擦模型可用，以同样的方式可安装静态摩擦前馈预补偿器。根据所有前馈控制方案的特点，控制性能非常依赖于模型参数的精度。因此，通常是与适当反馈控制方案一起增加前馈。

2. PID 反馈控制

尽管过去五十年里控制理论有了进展，但工业伺服控制回路仍主要是依赖于三项参数的 PID 控制器。主要原因是工业领域广泛接受了这个简单的控制器。在大多数情况下，如果调整适当，PID 控制器是有效和可靠的控制器。较复杂的先进控制器在实际应用中表现得并不出色，而且还要更高的成本，控制调整有更高的要求。这对于使用先进而陌生的控制器的运营商来说，调整控制参数是非常困难的。由于这些不确定因素，PID 控制器每年产量达 100 万台，并且仍然在增加。综合控制系统的 PID 用作反馈控制项。虽然 PID 结构简单，但也常是随时宣称控制效果不佳的原因。在综合控制系统设计中，先进的最优控制理论用来调整 PID 控制增益。PID 反馈控制器的设计方式使用了线性二次调节器（LQR）的技术，来优化并稳健标称系统的性能。前馈加反馈结构通常也称为两自由度（2-DOF）控制。

该系统的标称部分（没有不确定性）由式（2.66）给出

$$\dot{x}(t)=Ax(t)+Bu(t) \tag{2.66}$$

其中

$$u_{\mathrm{PID}}=Kx=kx_1+k_{d1}x_2+k_{d2}x_3 \tag{2.67}$$

这是一个利用全状态反馈的 PID 控制结构。

众所周知，最优 PID 控制参数可获得最优控制技术的应用，不但为现代最优控制理论所证明，而且在许多方面得到了广泛应用。PID 控制有很好的鲁棒性，即如果这一过程是单输入单输出系统，那么控制系统至少有 60°的相位裕度和无穷大的增益裕度。这种特性对应用人员有很大的吸引力。因此，从 20 世纪 50 年代以来，LQR 理论就得到了相当大的关注。

PID 控制给定如下

$$u_{\mathrm{PID}}=-(r_0+1)B^{\mathrm{T}}Px(t) \tag{2.68}$$

其中，P 是黎卡提（Riccati）方程的正定解

$$A^{\mathrm{T}}P+PA-PBB^{\mathrm{T}}P+Q=0 \tag{2.69}$$

并且 $Q=H^{\mathrm{T}}H$，其中，H 通常是有关方法的加权参数。请注意，r_0 是独立于 P 的，被引入以均衡控制力和控制的误差之间的相对作用。这种反馈控制只需要二阶参数模型的参数和用户指定的误差权重 r_0。

根据适当假设，一个实际有用的与 LQR 的设计有关的特性是：由此产生的

闭环系统始终是稳定的。此功能归纳为以下引理。

引理 2.1 对于方程（2.66）的系统，如果(A,B)是可控和(H,A)是可观测的，那么控制律方程（2.68）可使方程（2.66）的系统稳定下来。

3. 径向基函数补偿

两自由度控制可能满足许多实际控制要求。然而，如果需要进一步提高性能，第三个控制组件可能会被启用。径向基函数补偿（RBF）用于对非线性余项进行建模，这在随后线性化闭环系统时，用以匹配系统 RBF 的非线性部分。许多神经网络的方法经常用来对未明确界定的非线性函数建模。对径向基函数补偿在神经网络内的隐单元提供了一个基本函数集合，这些单元可扩大到更高维的隐单元空间。

由于$f(\dot{x},x)$是一个非线性光滑函数（未知），它可以表示为

$$f(\dot{x},x) = \sum_{i=0}^{m} w_i\phi_i(\dot{x},x) + \epsilon = \sum_{i=0}^{m} \phi_i(\dot{x},x)w_i + \epsilon \tag{2.70}$$

与$|\epsilon| \leqslant \epsilon_M$，这里$\phi_i(\dot{x},x)$是径向基函数（RBF）给出如下

$$\phi_i(\dot{x},x) = exp\left(-\frac{\| x_{vect} - c_i \|^2}{2\sigma_i^2}\right)\Big/\sum_{j=0}^{m} exp\left(-\frac{\| x_{vect} - c_j \|^2}{2\sigma_j^2}\right) \tag{2.71}$$

其中，$x_{vect} = [\dot{x} \quad x]^{\mathrm{T}}$。
可作出以下假设。

假设 2.1 理想的权重是被限定在已知正值的范围内，使得，$|w_i| \leqslant w_M$，$i=1, 2, ...m$。

假设 2.2 存在一个$\epsilon_M>0$，使得$|\epsilon(x,\dot{x})| \leqslant \epsilon_M, \forall x_{vect} \in \Im$。

令对$f(\dot{x},x)$的 RBF 函数估计为

$$\hat{f}(\dot{x},x) = \sum_{i=0}^{m} \phi_i(\dot{x},x)\hat{\omega}_i \tag{2.72}$$

其中，$\hat{\omega}_i$是理想 RBF 权重的估计，由以下权调整算法提供

$$\dot{\hat{\omega}}_i = r_1 x^{\mathrm{T}} PB\phi_i - r_2\hat{\omega}_i \tag{2.73}$$

其中，$r_1>0$，$r_2>0$，P是方程（2.69）的解。因此，*RBF* 自适应控制部分为

$$u_{RBF} = -\hat{f}(\dot{x},x) \tag{2.74}$$

总的控制信号是$u = u_{FF} + u_{PID} + u_{RBF}$。

4. 标称系统的参数估计

根据控制结构下，二阶模型对计算控制参数是必要的。许多方法可用于产生所需的线性模型（Ljung 1997）。参数估计方法是流行的方法。考虑给出一个 ARX 模型如下

$$y(t)+a_1y(t-1)+\cdots+a_{n_a}y(t-n_a)=b_1u(t-1)+\cdots+b_{n_b}u(t-n_b)+e(t) \tag{2.75}$$

其中，n_a 是极点数，n_b+1 是零点的数，$e(t)$ 代表系统的误差项。根据该模型，线性预测为

$$\hat{y}(t/\psi)=\psi^{\mathrm{T}}(t)\psi+e(t) \tag{2.76}$$

这里

$$\Psi(t)=[-y(t-1)\ -y(t-2)\cdots-y(t-n_a)u(t-1)\cdots u(t-n_b)]^{\mathrm{T}}$$

$$\psi=[a_1\cdots a_{n_a}\quad b_1\cdots b_{n_b}]^{\mathrm{T}}$$

由方程（2.76），预测误差为

$$\varepsilon(t,\psi)=y(t)-\Psi^{\mathrm{T}}(t)\psi \tag{2.77}$$

定义模型匹配指标函数为

$$V_N(\psi)=\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\frac{1}{2}[y(t)-\Psi^{\mathrm{T}}(t)\psi]^2 \tag{2.78}$$

这是最小二乘准则。这一指标可以解析减至最低，给出该模型的参数的最小二乘估计为

$$\hat{\psi}_N^{LS}=\left[\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\Psi(t)\Psi^{\mathrm{T}}(t)\right]^{-1}\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\Psi(t)y(t) \tag{2.79}$$

应该使用持续激励的输入信号，可以是明确的输入序列（例如伪随机二进制序列）；也可以自然从闭环控制产生信号，在这种情况下不需要进行明确的试验。

使用明确的用户定义的输入信号，上述参数估计将产生线性模型参数的初始设置。此后，使用的输入增量测量，并根据系统的输出信号可以修订该模型，利用递推版最小二乘估计算法（Ljung 1997 年）闭环控制，即直线驱动器在线正常运动操作就可以重新细化模型参数。

5. 稳定性分析

需要表明，在复合控制的作用下状态 x 和权重要保持有界。下面的定理对说明稳定性是有用的。

定理 2.2　假设所需的参考 x_d 及 $\dot{x}_d$ 有界。考虑由方程（2.65）方程（2.67）和方程（2.74）给出的控制器应用在式（2.63）系统的情况。其次，状态和径向估计误差为一致最终有界。

证明：式（2.63）微分方程可以写为（应用方程（2.65）、方程（2.67）和方程（2.74）的控制）

$$\dot{x}=Ax+B(u_{FF}+u_{PID}+u_{RBF})+BF(\ddot{x},\dot{x},x)+B\left(-\frac{M}{K_2}\ddot{x}_d-\frac{K_1}{K_2}\dot{x}_d\right) \tag{2.80}$$

$$= [A - (r_0 + 1)BB^{\mathrm{T}}P]x - B\sum_{i=0}^{m}\phi_i \hat{w}_i + B[\sum_{i=0}^{m}\phi_i w_i + \epsilon] \tag{2.81}$$

$$= [A - BB^{\mathrm{T}}P - r_0 BB^{\mathrm{T}}P]x + B[\sum_{i=0}^{m}\phi_i \tilde{w}_i + \epsilon] \tag{2.82}$$

现在考虑下面的李雅普诺夫（Lyapunov）函数的选项

$$V(x, \tilde{w}) = x^{\mathrm{T}}Px + \frac{1}{r_1}\sum_{i=0}^{m} \tilde{w}^2 \tag{2.83}$$

按方程（2.82）取 V 解的时间导数，它可以表示为

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= x^{\mathrm{T}}(A^{\mathrm{T}}P + PA - PBB^{\mathrm{T}}P)x + x^{\mathrm{T}}(-2r_0 - PBB^{\mathrm{T}}P)x \\
&\quad + 2x^{\mathrm{T}}PB\sum_{i=0}^{m}\phi_i \tilde{w}_i + 2x^{\mathrm{T}}PB\epsilon + \frac{2}{r_1}\sum_{i=0}^{m} \tilde{w}_i \dot{\tilde{w}}_i \\
&= -\lambda_{min}[Q + (2r_0 + 1)PBB^{\mathrm{T}}P]\,\|x\|^2 + 2x^{\mathrm{T}}PB\sum_{i=0}^{m}\phi_i \tilde{w}_i \\
&\quad + 2x^{\mathrm{T}}PB\epsilon + 2\sum_{i=0}^{m}(-x^{\mathrm{T}}PB\phi_i + \frac{r_2}{r_1}\hat{w}_i)\tilde{w}_i \\
&= -\lambda_{min}[Q + (2r_0 + 1)PBB^{\mathrm{T}}P]\,\|x\|^2 + 2x^{\mathrm{T}}PB\epsilon \\
&\quad + 2\frac{r_2}{r_1}\sum_{i=0}^{m}\hat{w}_i \tilde{w}_i \\
&= -\lambda_{min}[Q + (2r_0 + 1)PBB^{\mathrm{T}}P]\,\|x\|^2 + 2x^{\mathrm{T}}PB\epsilon \\
&\quad - 2\frac{r_2}{r_1}\sum_{i=0}^{m} \tilde{w}_i^2 + 2\frac{r_2}{r_1}\sum_{i=0}^{m} w_i \tilde{w}_i
\end{aligned} \tag{2.84}$$

其中，

$$\begin{aligned}
2x^{\mathrm{T}}PB\epsilon &\leqslant \eta x^{\mathrm{T}}PBB^{\mathrm{T}}Px + \frac{1}{\eta}\epsilon^2 \\
&\leqslant \eta x^{\mathrm{T}}PBB^{\mathrm{T}}Px + \frac{1}{\eta}\epsilon_M^2
\end{aligned} \tag{2.85}$$

$$2\frac{r_2}{r_1}w_i \tilde{w}_i \leqslant \frac{r_2}{\beta r_1}w_i^2 + \frac{\beta r_2}{r_1}\tilde{w}_i^2 \tag{2.86}$$

它满足

$$\begin{aligned}
\dot{V} \leqslant & -\{\lambda_{min}[Q + (2r_0 + 1)PBB^{\mathrm{T}}P] + \eta\lambda_{max}(PBB^{\mathrm{T}}P)\}\,\|x\|^2 \\
& - 2\frac{r_2}{r_1}\sum_{i=0}^{m}(1 - \frac{1}{2}\beta)\tilde{w}_i^2 + \frac{1}{\eta}\epsilon_M^2 + \frac{r_2}{\beta r_1}w_i^2
\end{aligned} \tag{2.87}$$

定义 $\theta = [x^T\ \tilde{w}_0\ \tilde{w}_1 \cdots \tilde{w}_m]^{\mathrm{T}}$，满足

$$\dot{V} \leqslant -2\gamma\,\|\theta\|^2 + \lambda_1 \tag{2.88}$$

其中，
$$\gamma = \frac{1}{2}min\{\lambda_{min}[Q+(2r_0+1)PBB^{T}P)]-\eta\lambda_{max}(PBB^{T}P)$$

$$2\frac{r_2}{r_1}(1-\frac{1}{2}\beta)\} \tag{2.89}$$

$$\lambda_1 = \frac{1}{\eta}\epsilon_M^2 + \frac{r_2}{\beta r_1}w_i^2 \tag{2.90}$$

显然，$\gamma>0$ 使 η，β 足够小。$\dot{V}$为负必须满足以下条件

$$\|\theta\| > \left(\frac{\lambda_1}{2\gamma}\right)^{1/2} \tag{2.91}$$

为了显示对状态和权的有界性，注意从

$$\mu(\|\theta\|^2) \leqslant V \leqslant \nu(\|\theta\|^2) \tag{2.92}$$

得

$$\|\theta\| \leqslant \left[\frac{\nu}{\theta}\|\theta(0)\|^2 e^{-2\gamma t/\nu} + \frac{\lambda_1\nu}{2\mu\gamma}(1-e^{-2\gamma t/\nu})\right]^{-1/2} \tag{2.93}$$

这里，$\mu=\min\{\lambda_{min}(P),1/r_1\}$，$\nu=\max\{\lambda_{max}(P),1/r_1\}$。

从式（2.93）可以得出结论认为，状态和权有界。证毕。

6. 评注 2.1

对于方程（2.73）的自适应方案，随着 $x^{T}PB\phi_i$ 增加，第一项增长迅速（这反映了较差的系统性能）。这将导致$\hat{\omega}_i$ 高速增长，并且因此反馈强烈。参数 r_1，r_2 提供了 $\|\theta\|$ 和$|\hat{\omega}_i|$之间相对最终幅度的设计折中。

7. 试验

试验结果用来说明控制方案的有效性。采用直线电动机是一个直接推力管状的直线伺服电动机（LD 3810），由驱动器有限公司（LDL）制造，拥有运行长度 500mm，装有一个雷尼绍（Renishaw）1μm 效应光电编码器。使用 dSPACE 实时控制开发和基于 DS1102 板的快速原型系统。dSPACE 将整个开发周期无缝集成到一个单一的环境，使仿真和测试之间的开发阶段可以重新运行，而不需要任何频繁的重新调整。试验装置如图 2.19 所示，功能框图如图 2.20 所示。随后讨论的许多试验结果都是根据这个试验平台的。

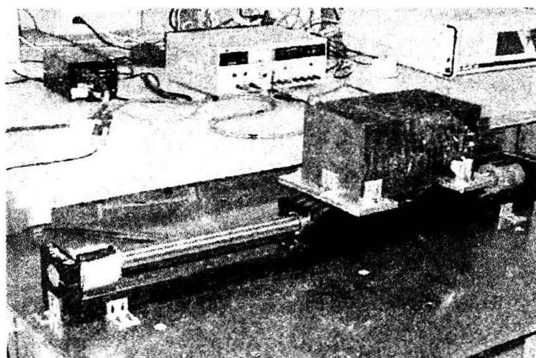


图 2.19　试验装置

使用复合控制获得的跟踪性能如图 2.21 所示。选择正弦参考轨迹，达到最高小于 4μm 的误差。

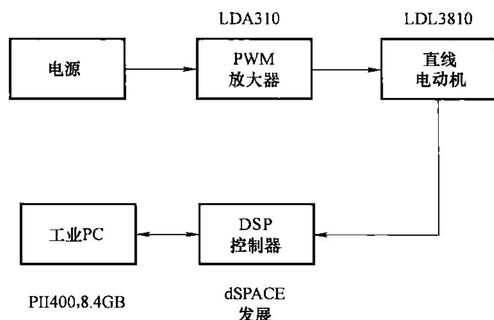


图 2.20　建立试验的功能框图

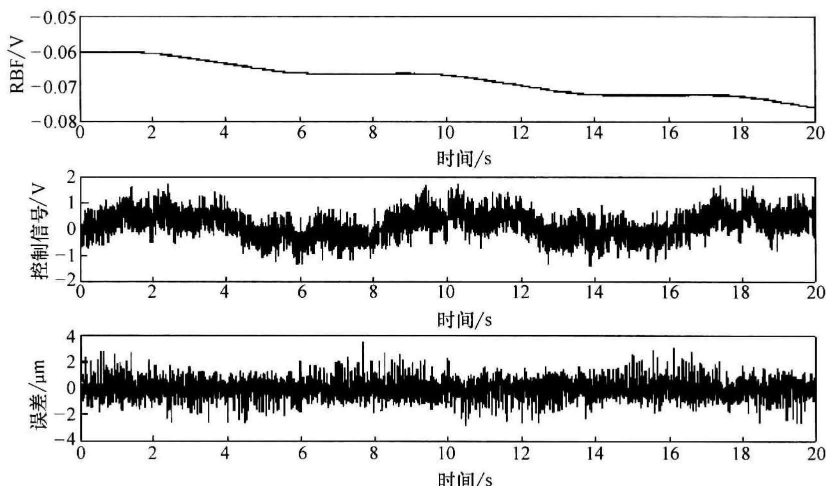


图 2.21　使用复合控制获得的跟踪性能

2.2.6　加速度控制增强

在许多关于先进运动控制的文献中，无论加速度信号是用测量形式还是导数形式，通常都是可用的。但在实践中，人们很少能遇到相关对象可有效利用的加速度测量。这种现象的产生有几个原因。首先，性能优良的加速度计非常昂贵，而且还没有组件的使用标准。但是随着微型设备大规模生产过程的发展，加速度计的成本显著地减少了，现在开始广泛使用。其次，尽管相关成本高，加速度计的信号非常嘈杂，因此限制了其在振动、冲击和力测量中的应用。这里信号包括实际最重要的信号内容。其他加速度测量的应用可以在迈克罗尼（McInroy）和萨利迪斯（Saridis）（1990 年），德杰克（de Jager）（1994 年），怀特（White）和富塚（Tomizuka）（1997 年）的文献中找到。以下讨论显示：合适的数字滤

波技术可以将噪声的相关问题降低到一定水平，信号可直接由控制器分析使用。第三，正如德杰克（de Jager）在1994年论述的，由于采用反馈输入的加速度测量，加速度反馈可以直接引入代数环，但其作用实际意义不大，原因如下：

1）通常滤波器要滤波加速度信号，这个滤波器将产生一段时间的延时，将破坏代数环。

2）即使在缺少滤波器的情况下，执行机构和系统动力学固有的低通特性是天然的滤波器，从而消除了代数环。

无论是前馈模式还是反馈模式，加速度测量都可用于控制器。在前馈模式（White和Tomizuka 1997年），从加速度测量构建的前馈控制信号给被控系统提供了一个直接和即时的补偿。但是，这种方法很大程度上依赖于系统模型的准确性，其他方法是在反馈控制法中使用加速度测量。正如de Jager于1994年提出的，除了直接使用上面讨论的加速度测量，还可以利用加速度观测器的间接测量提高速度信号的估计，否则速度信号由位置测量产生。

1. 加速度计

加速度计通常采用完全主动或半主动惠斯通桥组成，可以是扩散、植入（离子）或薄膜的半导体应变片，也可以是外延压电电阻应变计，或者是金属箔应变计。应变计要么粘合在一个加速传感器单元上，这个单元固定在一个或多个表面上，要么扩散、植入或生长成为传感单元的一部分。其他技术如力敏感的介质技术也可以使用，如微机械隔膜或力收集器。加速度单元在一些点上支撑着质量，该质量沿自由长度经受加速度时，它就产生了弯曲或变形，从而产生了应变计应变。这种应变与作用的加速度成正比。由于应变计放置在拉伸和压缩的地方，应变的压力导致激励电压桥不平衡。这种不平衡现象反过来减少了电桥电压的变化，电桥的输出与加速度对质量的作用成比例。

Entran Sensors & Electronics 公司的EGCS-A系列加速度计具有高灵敏度且坚固耐用，因此在这里被选择使用。由于内置仪表放大器，这种系列的加速计提供了强大适用的信号，并且有令人印象深刻的紧凑封装（EGCS-A2的尺寸为16mm×16mm×16mm）。

EGCS系列加速度计的基本规格如表2.1所示。降低频率带宽并且限制g跨量程应用时，g的测量范围减小使加速度计的敏感性增加。对于关注的应用，需要频率带宽大约在200Hz的加速度传感器，因为PMLM控制系统带宽要求为20~80Hz。同时，对应振动分析和线性驱动器的监测（见第7章内容），此带宽相同的加速度计也可以使用。由于这些原因，选择EGCS-A2-10。EGCS-A2-10加速度计规格如表2.2所示。还应当指出，EGCS-A2-10有一个标准补偿（内部）温度，范围为20~80℃。

表 2.1 EGCS 系列加速度计的基本规格

g（满量程）	g 超量程限制	频率特性 $\left(\pm\frac{1}{2}dB\right)$/Hz	固有频率/Hz	灵敏度（EGCS-A）mV/g	输出范围/V（EGCS-A）
±2	±200	0～90/50	170	2500	±5
±5	±500	0～150/80	300	1000	±5
±10	±1000	0～200/120	400	500	±5
±25	±2000	0～400/240	800	200	±5
±50	±5000	0～600/350	1200	100	±5
±100	±10000	0～900/500	1800	50	±5
±500	±10000	0～1700/1000	3500	10	±5
±1000	±10000	0～2500/1500	5000	5	±5

表 2.2 EGCS-A2-10 加速度计规格

参　数	数　值	单　位	备　注
g 值范围	±10	g	9.81m/s^2
激励电压	15	V	直流
阻抗输入	15	mA	最大值
阻抗输出	1	kΩ	额定
零点偏差	±250	mV	20℃时
温度零点漂移	±50	mV	每 50℃
热灵敏度	±2.5%		每 50℃
非线性滞后	±1%	FSO	
横向灵敏度	2%		最大
阻尼比	0.7（0.5～0.9）		20℃时
超量程终止点			整体的
工作温度	-40～120	℃	
补偿温度	20～80	℃	

EGCS-A2-10 加速度计首先要做频率校准，主要以验证其规程。这对其后主要决定这些加速度计频率响应的数字信号调节设定是十分必要和重要的。进行这项试验是靠一个专用振动台，功率谱分析采用惠普 FFT 分析仪。校准结果如图 2.22 所示，频率为 150Hz。由图 2.22 所示，这个频率的幅度响应为 $20\log(0.2856/0.3035) = -0.03$dB。这就核实了加速度计的标称和最小的频率带宽。

为了实现应用加速度计的精确测量，重要的是加速度计必须牢固地安装到测试对象上。环氧树脂封装或外部钳位是典型的安装方法，加速计安装没有孔或螺栓时，可以选择使用胶粘剂。应该指出的是，如果安装变得松散，加速度计频率特性可能会退化或扭曲，因此安装过程必须十分小心。安装的放大视图如

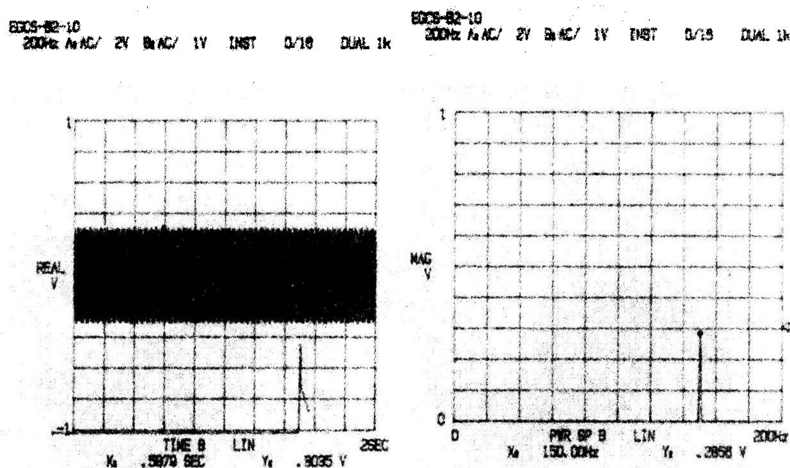
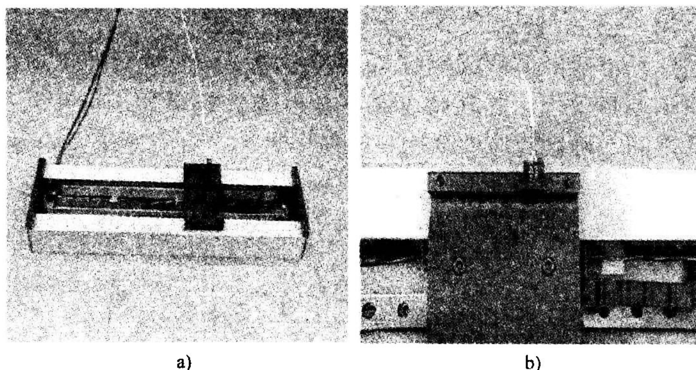


图 2.22　校准结果：振动激发与 150Hz 响应的功率谱

图 2.23 所示。这里使用的测试平台是一个有刷直流永磁直线电动机（PMLM）由 Anorad 公司制造，加速度计上 *g* 方向的箭头标志必须严格与测量轴对齐。



a)　　b)

图 2.23　加速度计安装的放大视图
a）顶部查看　b）近距离查看

可以考虑采用永久性的 EGCS-A2-10 安装，如采用安装螺钉或螺栓。在这种情况下，整个表面必须牢固地与试验对象接触且没有灰尘，加速度计与安装表面之间也要去除灰尘。否则，测试表面上的加速度计可能产生振动，给出带误差的结果，并损坏其他单元。

安装后，EGCS-A2-10 传感器由一个 24V 直流电源供电。传感器连接到控制系统的 A/D 通道，通过 A/D 转换校准进行归零检验。与此同时，测量因子也确定为 $43/\mathrm{m \cdot s^2}$（十进制）。

初步的加速度信号典型记录如图 2.24 所示。显然，为达到控制目的，对所要求提供切实有用的运动信息来说，这种信号的噪声还是太多了。然而，高频波动是无偏的，用肉眼就可以看到平滑加速的轮廓。这意味着，适当滤波噪声信号必不可少。加速度也可能通过的位置数据微分获得。微分产生的信号如图 2.24b 所示，具有整体较高的信噪比（SNR）。

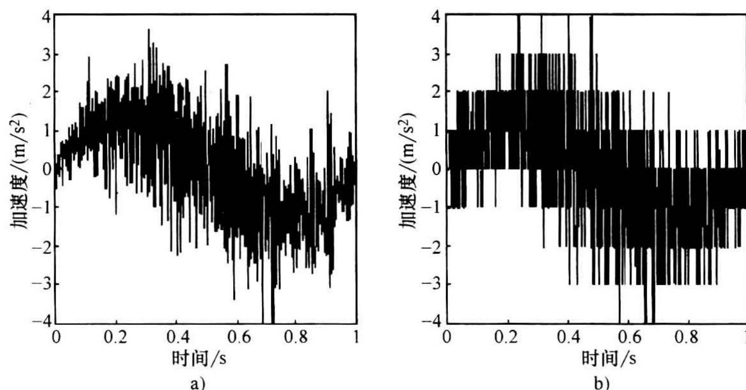


图 2.24　初步的加速度信号典型记录

a）加速度计　b）根据位置测量的双数值微分

根据巴特沃斯滤波器的幅频响应特点，使用了阿巴特沃斯低通数字滤波器，它有最大限度的通带平坦，并在整个频率范围内严格单调。截止频率 ω_n，标定在 0.0 和 1.0 之间，确定对应 1.0 一半的采样频率。对应所研究的系统，采样率设置为 0.001s。考虑到该加速度计的频率特性和闭环控制的带宽，截止频率设置为 80Hz，滤波器的阶数设置为 3。巴特沃斯模拟低通滤波器原型的幅频响应函数的平方给定如下

$$|H_B(\omega)|^2 = \frac{1}{1+\omega^6} \tag{2.94}$$

等价数字滤波器是

$$H_B(z^{-1}) = \frac{0.0102 + 0.0305z^{-1} + 0.0305z^{-2} + 0.0102z^{-3}}{1 - 2.0038z^{-1} + 1.4471z^{-2} - 0.3618z^{-3}} \tag{2.95}$$

比较双加速度计和双微分信号质量，滤波后的加速度信号如图 2.25 所示。理想的加速度信号的比较也在图 2.25 中给出。从理想位置跟踪轨迹获得的理想加速度是预先规划的时间 t 的多项式函数，它满足静止运动至静止的钟式速度剖面。

在原始信号与滤波信号之间存在着相移。零相位后置滤波器可以用来表示这种相移。在图 2.26 中，实线表示滤波器的输出，显然比滤波器 $H_B(z^{-1})H_B(z)$ 零相位输出的虚线有一定的相位延迟。由于非因果关系，实现实时零时间相位滤波器是不可能的。$H_B(z^{-1})$ 的实时实现是一个递归无限脉冲响应（IIR）滤波器，

延迟不可避免。然而，滤波延迟的影响不宜过大，这样可以不减弱加速度反馈带来的好处。

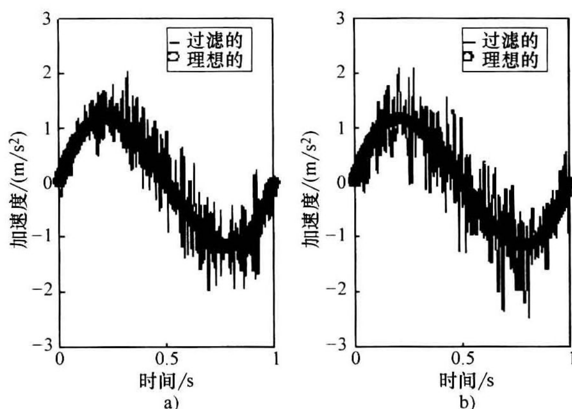


图 2.25 滤波后的加速度信号

a）加速度计 b）双数值微分的位置测量

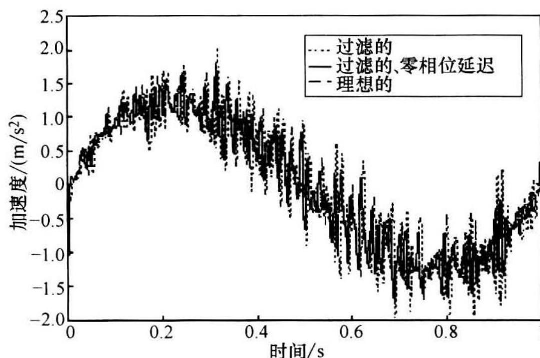


图 2.26 相位延迟的滤波加速度信号

2. 全状态反馈控制

由于可以利用更多的加速度信号，设计和应用全状态反馈控制器来替代 PID 控制器。这种额外的状态反馈可以得到某些改善结果。基于阿克曼（Ackermann）公式的极点配置设计方法，能够提供一种自然的规范，它可以满足理想固有频率和闭环阻尼方面的实际要求。确定阻尼比 $\zeta = 0.707$ 和 25Hz 固有频率的二阶主导期望响应参考模型。

为了清楚地说明增强了控制性能，全状态反馈控制与使用前馈反馈配置的 PID 控制相比较。参考信号由一个正弦波给定：$x_d(t) = 0.1\sin\pi t$。

图 2.27 所示为跟踪误差的比较。可以观察到改善超过 50%，局部图如图 2.28 所示。

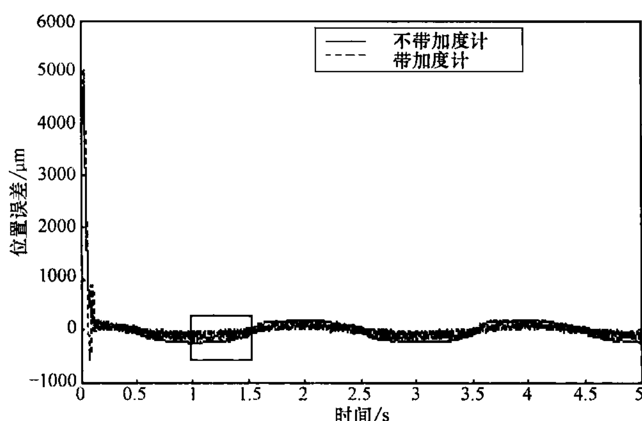


图 2.27　跟踪误差比较：全状态反馈（带加速度计）与传统调节 PID 控制器（不带加速度计）

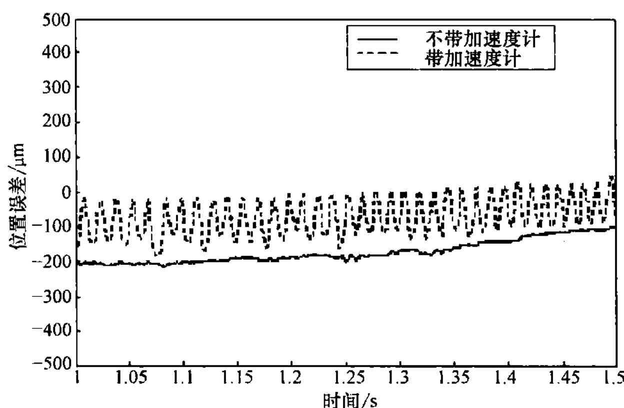


图 2.28　跟踪误差比较：局部图

2.2.7　波动补偿

从运动控制的观点来看，力波动是非常不理想的，但它们主要存在于永磁直线电动机（PMLM）中。波动可以尽量减少，甚至改变电动机设计的结构或磁材料空间的布局就可以消除，例如弯曲磁铁、优化磁体位置和宽度等。这些方法往往增加了电动机结构的复杂性。具有无槽配置的永磁直线电动机（PMLM）如图 2.29 所示，是一种很受欢迎的直线电动机，因为槽孔产生的齿定位力完全被消除。然而，由于有限长的铁芯传送器，电动机可能仍然表现出明显的齿定位力。有限元分析证实，传送器两端产生的力是正弦和单向的。由于传送器有两个端（开头端和结尾端），可以优化磁体的长度，使开头和结尾端的两个正弦力波相互抵消。但是，这又在一定程度上增加了机械结构的复杂程度。一个更实际的做法

是：绕组芯采取无套筒或无铁芯设计以消除齿定位力。例如，英国线性驱动器公司（Linear Drives，UK）提供了两种类型的 PMLM：套筒类型 PMLM 和无套筒类型 PMLM。不过，芯材料减少的结果会导致高的磁通泄漏，这是一个非常低效的能量转换过程的做法。因此，产生的推力急剧减少（通常是30%或更多）。这种解决方案对必须有高加速度应用的场合是不可以接受的。此外，铁芯电动机生产出高推力，具有理想的加速度，可移动大的质量，同时在加工和处理操作时保持了强度。

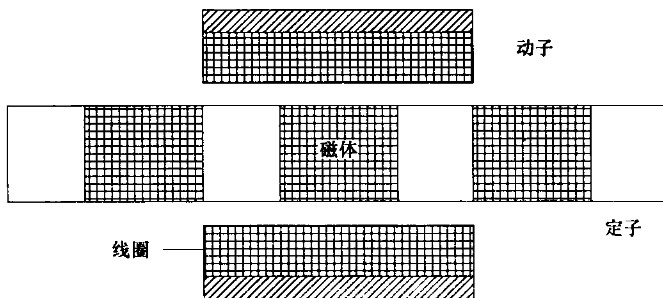


图2.29　管状无槽 PMLM

在这里使用了一种基于抖动信号的简单方法开发称为“特洛伊木马”，可以取消力波动的影响。抖动信号的构造需要波动力特征的知识，这种知识可以从单步的试验中获得。为了获得更好的鲁棒性，实时运动变量的反馈可用于自适应提取抖动信号特征。该方法将在下一节进行详细的介绍。

采用一个三层复合控制结构，如图2.30所示。它类似于图2.18的结构，增设了一个自适应前馈控制组件，去掉了 RBF 的补偿器。复合控制器由反馈单元（PID）、前馈控制器（FFC）和自适应前馈补偿器（AFC）组成。前馈控制器（FFC）的设计作为快速响应的先天优势逆线性模型，PID 反馈控制提高了系统的稳定性和鲁棒性；AFC 是自适应抖动信号发生器，目的是消除或抑制力的波动效应。

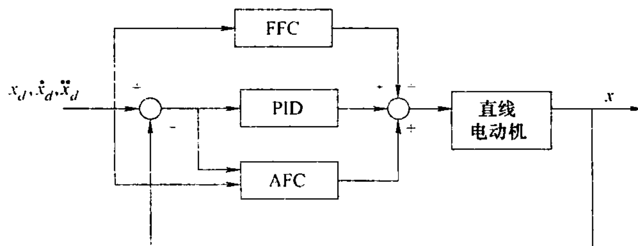


图2.30　三层复合控制结构

1. 自适应前馈单元

根据图2.16的突出的特征，假设力波动可以等价视为一个虚拟输入响应，

以周期性正弦信号形式描述如下

$$u_{ripple}=A(x)\sin(\omega x+\phi)=A_1(x)\sin\omega x+A_2(x)\cos\omega x \tag{2.96}$$

从而相应设计抖动信号来消除这种虚拟力

$$u_{AFC}=a_1(x(t))\sin\omega x+a_2(x(t))\cos\omega x \tag{2.97}$$

消除这种虚拟力后，将实现

$$a_1^*(x)=-A_1(x) \qquad a_2^*(x)=-A_2(x) \tag{2.98}$$

前馈补偿方案对模型误差敏感是众所周知的，必然导致有效残余波动。这里采用一种自适应方法，因此根据当前的期望轨迹和跟踪误差使 a_1 和 a_2 不断调整。令

$$a=\begin{bmatrix}a_1(x)\\a_2(x)\end{bmatrix} \qquad \theta=\begin{bmatrix}\sin\omega x\\\cos\omega x\end{bmatrix} \qquad a^*=\begin{bmatrix}-A_1(x)\\-A_2(x)\end{bmatrix} \tag{2.99}$$

然后给出对于 AFC 的系统输出

$$x_a=P[a-a^*]^{\mathrm{T}}\theta \tag{2.100}$$

其中，P 表示系统。

方程（2.100）满足自适应控制理论的标准结构。因此自适应参数更新律是

$$\dot{a}_1(x(t))=-ge\sin\omega x \tag{2.101}$$

$$\dot{a}_2(x(t))=-ge\cos\omega x \tag{2.102}$$

其中，$g>0$，是一个任意调整增益。

用时间微分方程（2.101）和方程（2.102），可以得出

$$\dot{a}_1(t)=-ge\,\dot{x}_d\sin(\omega x) \tag{2.103}$$

$$\dot{a}_2(t)=-ge\,\dot{x}_d\cos(\omega x) \tag{2.104}$$

换句话说，方程（2.103）和方程（2.104）的自适应更新律，能用来作为一种调整机制，使式（2.97）的 $a_1(t)$和 $a_2(t)$收敛到其真实值。

2. 模拟结果

本节将介绍一个快速仿真研究的结果。轨迹图指定为

$$x_d(\tau)=10^6[x_0+(x_0-x_f)(15\tau^4-6\tau^5-10\tau^3)] \tag{2.105}$$

$$\dot{x}_d(\tau)=10^6(x_0-x_f)(60\tau^3-30\tau^4-30\tau^2) \tag{2.106}$$

其中，式（2.106）用来标称化系统单位到 μm。x_d 和$\dot{x}_d$ 记为期望的位置和速度轨迹，x_0 和 x_f 分别为初始和最终的位置。$\tau=t/(t_f-t_0)$，其中 t_0 和 t_f 是轨迹的初始时间和终端时间。

直线电动机的仿真模型是一个管状线性无槽永磁电动机，由英国 Linear Drive 公司生产。控制方案的仿真结果如图 2.31 所示。相比之下，除去自适应抖动的复合控制仿真结果如图 2.32 所示。显而易见，自适应抖动贡献了很卓越的控制性能。

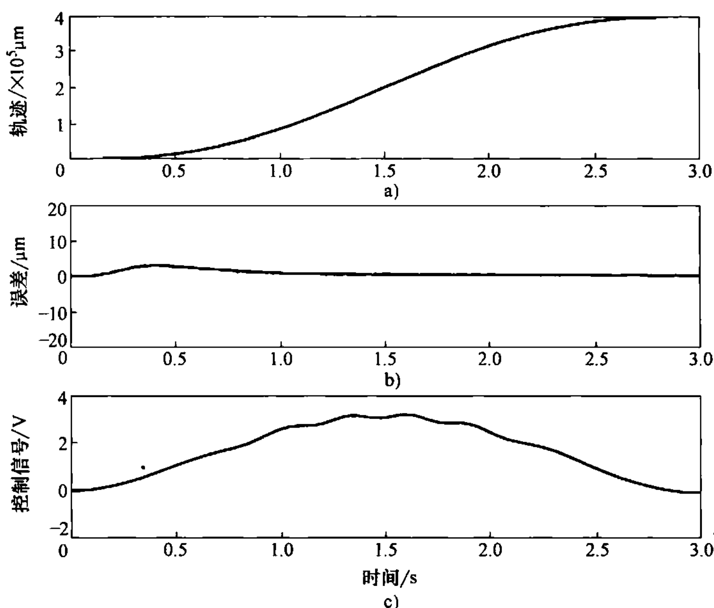


图2.31　控制方案的仿真结果

a）轨迹　b）误差　c）控制信号

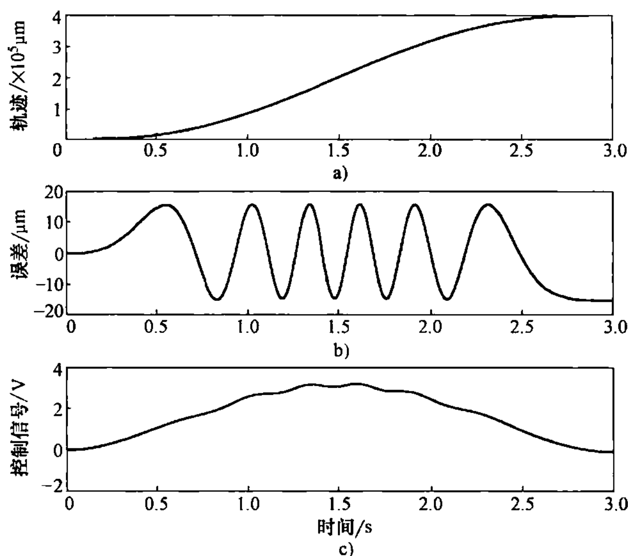


图2.32　除去自适应抖动的复合控制仿真结果

a）轨迹　b）误差　c）控制信号

3. 试验

使用自适应波纹补偿器（ARC）的试验结果如图2.33和图2.34所示，呈现出最大的轨迹误差约5μm。应该指出，这个结果没有采用任何RBF网络。为了进一步说

明自适应抖动的效应，没有抖动信号控制的结果如图 2.35 所示。除了减少了跟踪误差，注意在图 2.35 中反馈信号的 W 形特征在图 2.34 的自适应抖动结果中已经去除了。

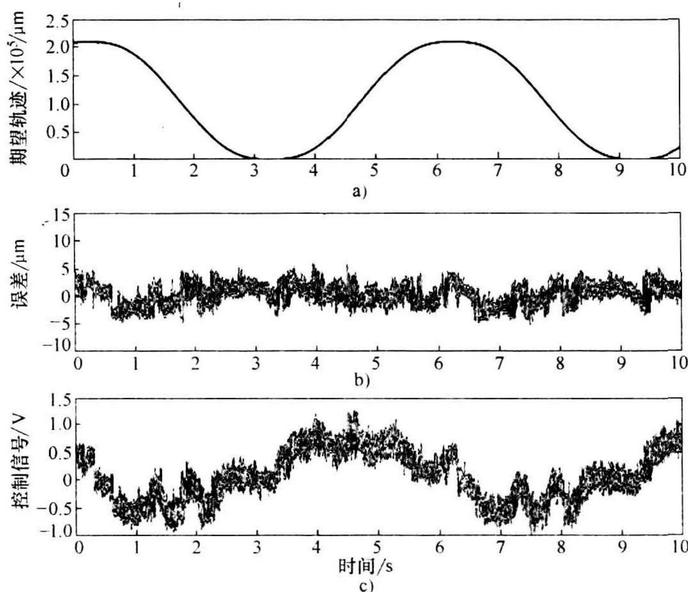


图 2.33　控制方案的跟踪性能

a）期望轨迹　b）误差　c）控制信号

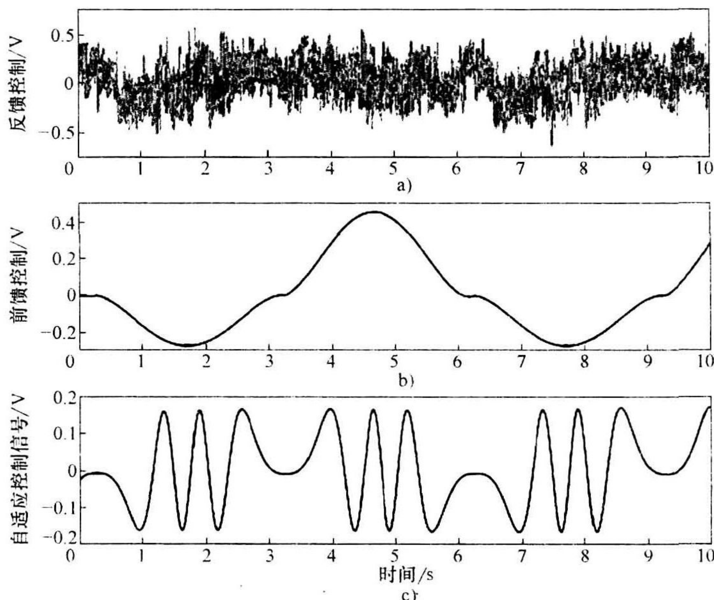


图 2.34　具有控制方案的控制信号单元

a）期望轨迹　b）误差　c）控制信号

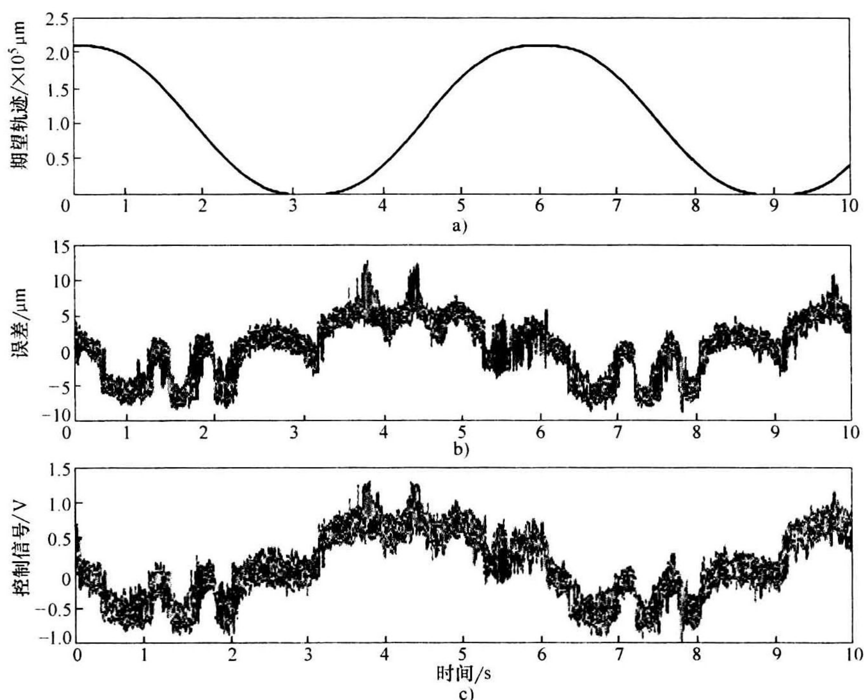


图 2.35　没有自适应抖动的试验结果

a）期望轨迹　b）误差　c）控制信号

快速傅里叶变换（FFT）如图 2.36 所示，用来检查误差信号的频率内容。

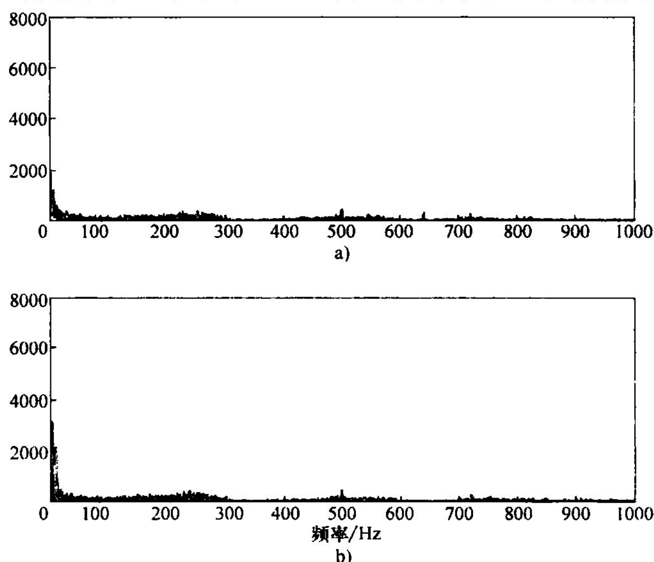


图 2.36　误差信号的快速傅里叶变换

a）抖动　b）无抖动

使用自适应抖动，误差频谱的已大大减少，特别是在较低的频率范围，证实改善了轨迹的跟踪性能。

2.2.8 干扰观测及消除

永磁直线电动机（PMLM）的性能不可避免地受到当前扰动大小的限制。这些干扰可能会因多种影响而出现，包括负载变化，因长时间使用后系统参数的摄动，测量噪声和放大器（尤其是当脉冲宽度调制（PWM）用于放大器时）产生的高频干扰，或固有的非线性动力学，如力波动和摩擦力。通过在测量系统中引入高插值电子器件，结合使用更高分辨率的编码器，只能将定位精度提高到有限的程度。至此，当前扰动的大小将最终决定系统实现的性能。在本节中，精密运动控制系统干扰补偿这一重要的问题得到解决，重点放在使用 PWM 放大器系统上。

基于对描述函数的方法，一个由正弦脉宽调制驱动的直流永磁直线电动机（DC PMLM）放大器整体模型将被建立。为了实际控制设计目的，期望系统模型通常采用线性模型。该放大器模型使用一阶拟线性近似，只考虑由放大器产生多种频率中的基本频率。该模型是一个永磁直线电动机（PMLM）的二阶传递函数。

因此，整体数学模型将不可避免地继承模型的不确定性，因而鲁棒控制方案是必要的。在本节中，提出了一个干扰观测和取消运动控制器的方案，以减少对控制性能所产生的影响。干扰补偿器的设计和控制比较简单，直接适合实际应用。全部试验结果说明了提出的 PMLM 精密运动鲁棒控制系统方案的有效性。

1. 整体系统模型（PWM + PMLM）

在传递函数的形式，PMLM 根据动力学方程（2.53）可以描述为

$$P_{PMLM}(s)=\frac{K_p}{s(T_p s+1)} \tag{2.107}$$

其中，$K_p=K_2/K_1$ 和 $T_p=M/K_1$ 是模型的参数。这个模型的选择也极大地方便了自校正控制方法的使用（参见第 3 章内容）。

高电压和高电流 PWM 放大器混合封装的情况吸引了许多使用传统线性放大器的伺服驱动器设计者的兴趣。PWM 放大器的主要优点对线性放大器显然是电能传送的效率。一个 PWM 放大器 70% ~90% 的效率可以很容易实现。高效率表现为较低的内部功耗和更小的散热片，因此降低了整体的物理尺寸。也可以使用 PWM 放大器仿真线性恒定电压放大器或线性恒流放大器，两者比线性放大器都有更高的效率水平。

设计中所关注的 PWM 放大器是一个正弦脉宽调制与双极性开关，它采用三角载波。这个 PWM 放大器将正弦信号（可以是 D/A 转换器的输出）转换到可变占空比的脉冲序列。PWM 输入控制脉冲序列输出的占空比，每个周期开通关闭一次。当需要输出高的脉冲时，占空比将接近 100%。图 2.37 所示为 PWM 放

大器的基本结构。u_i 的模拟输入进行调制，而 u_{oa} 是一个脉冲串，u_{ob} 是它的逆。振荡器提供 PWM 开关频率（或载波频率）。桥驱动电路由比较器构成，它比较输入信号 u_i 和三角载波 u_c 产生的脉冲序列触发 H 桥，如图 2.38 所示。开关时刻由两波形的交叉点决定。

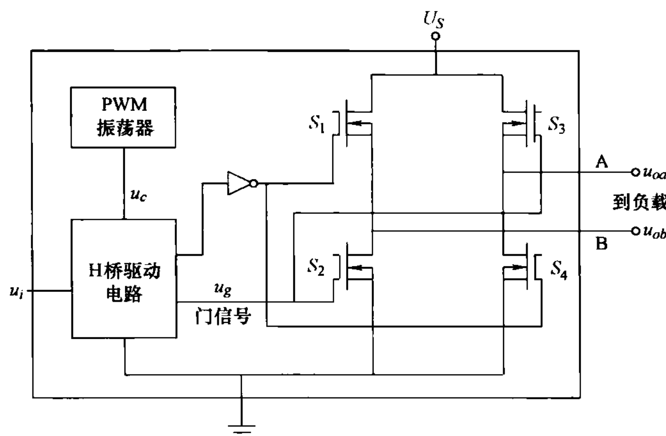


图 2.37　PWM 放大器的基本结构

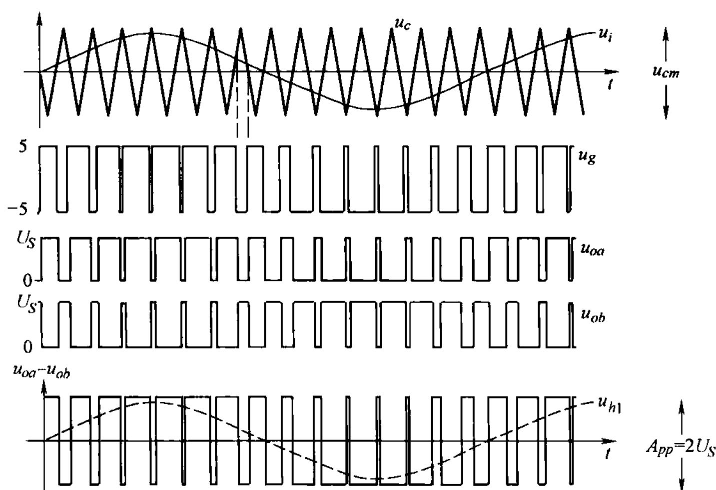


图 2.38　脉宽调制信号

H 桥的 MOSFET（S_1，S_2，S_3 和 S_4）只是充当开关。门控信号的时间（TTL），u_g 对角线集合控制 MOSFET 开启和关闭，即当 S_1、S_4 开，S_2 和 S_3 关闭，反之亦然。由于 u_i 的变化从最小到最大，u_{oa} 占空比变化从 0 到 100%，u_{ab} 从 100% 到 0 变化，反之亦然。差分电压 $u_{oa}-u_{ob}$ 与脉冲序列 u_{oa} 有相同的波形，但它有电动机额定电压幅值。这个简单的电压放大功能的另一个好处是 PWM 放大

器为线性放大器提供了高电压。

脉冲序列输出端口 A 和 B 可以直接连接到电动机，由于电动机本质上是一个低通滤波器，将筛出高次谐波的脉冲电压，从而产生一个模拟信号。不过，还是建议将 LC 滤波器连接到放大器模块或内置 LC 滤波器。该滤波器用于 EMI（Electro-magnetic Interference，电磁干扰）消除和 EMC（Electro-magnetic Compatibility，电磁兼容性）。如果没有滤波器，电动机的长电缆带有高压开关脉冲，并具有天线特性。如果外部滤波器是必需的，经验方法是设置 LC 滤波器的转角频率（或截止频率）低于 PWM 开关频率的 10 倍以下。

在试验平台系统，线性驱动器是由具有 20kHz 三角载波的正弦 PWM（双极开关）驱动的。注意到 PWM 输出内含的谐波频率，会影响定位精度。在许多控制性能要求不多的运动控制系统中，PWM 放大器动态特性被忽略，只有 PMLM 被建模。然而，当性能要求越来越严格，有必要直接考虑与 PWM 放大器相关动态特性。因此，PWM 放大器模型将基于描述函数方法推导。根据 PWM 放大器和 PMLM 组成的总体模型设计控制器。

作为一个典型的描述函数分析，假定正弦波输入到 PWM 放大器给定如下

$$u_i(t) = u_{im}\cos\omega t \tag{2.108}$$

这也是 PWM 放大器的一个自然输入，因为通常通过 D/A 转换器直流输入由控制器转换成一个适当幅度的正弦波。PWM 输出将由包括基频 ω（见图 2.39）在内的一个脉冲序列构成。利用傅里叶分析，这个周期信号可以分解成等价的正弦基波和高次谐波，即

$$u_o(t) = \sum_{i=1}^{\infty} u_{hi}\cos(i\omega t + \varphi_i) \tag{2.109}$$

其中，u_{hi}是傅里叶系数对应的第 i 个谐波。

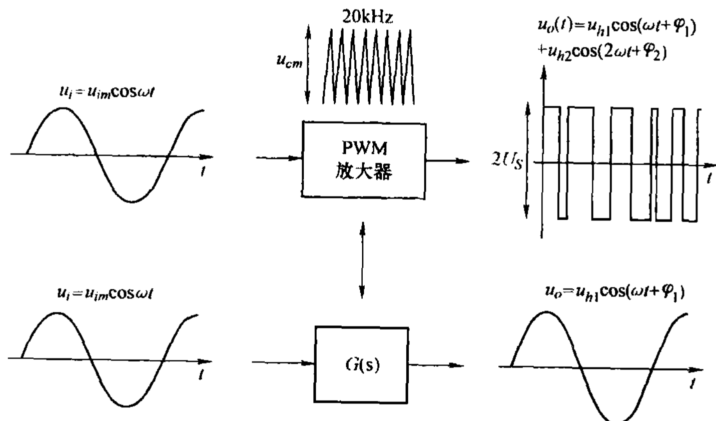


图 2.39　PWM 放大器描述函数分析

如果假定高次谐波会通过自然筛选低通的 PMLM（滤波假设），只有基本频率时，则 $u_o(t)=u_{h1}\cos(\omega t+\varphi_1)$。

该 PWM 放大器的频率响应近似赋予通过

$$|G(j\omega)|=\frac{u_{h1}}{u_{im}} \tag{2.110}$$

$$\arg[G(j\omega)]=\varphi_1 \tag{2.111}$$

这可以认为是线性的增益，使

$$\frac{u_{h1}}{u_{im}}=\frac{A_{pp}}{u_{cm}}$$

频率响应可转换为有延迟（φ_1/ω）的参数传递函数

$$G(s)=\frac{A_{pp}}{u_{cm}}e^{-s(\varphi_1/\omega)} \tag{2.112}$$

通常，φ_1 小，以致延误期限可被忽略。

图 2.40 所示为由 PWM 放大器驱动 PMLM 的整体模型。PMLM 可以表示为三阶传递函数，而 PWM 放大器可以描述为其中的一个常数。放大器在这里作为脉冲发生器 PWM。门控信号的产生，u_g 会触发 H 桥，使脉动信号放大。电源电子电路输出产生模拟信号用来驱动 PMLM。

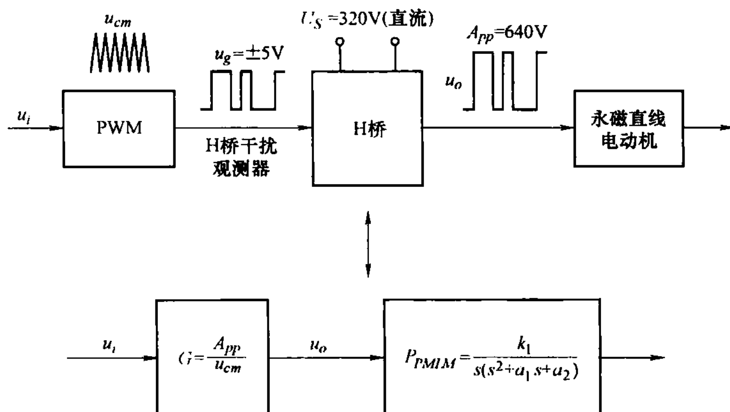


图 2.40　PMLM 整体模型

2. 设计扰动观测器

在鲁棒控制方案中采用干扰观测器，减少了控制性能对干扰的敏感性，更尤其是对 PWM 放大器的高次谐波、波动力和负载的变化等形式干扰的影响。图 2.41 所示为有干扰观测器的控制系统，由干扰观测器推导出实际干扰的估计，用以补偿扰动的影响。r，u，ξ，x，d 和 $\hat{d}$ 分别表示参考信号、控制信号、测量噪声、系统输出及实际和估计的扰动。干扰观测器如图 2.41 中虚线框所示，其

对干扰的估计基于输出 x 为和控制信号 u，P 表示实际系统。P_n 表示等价系统，大致可描述为

$$P_n=\frac{a_0}{s^l(s^{m-l}+a_1s^{m-l-1}+\cdots+a_{m-l-1}s+a_{m-l})} \tag{2.113}$$

其中，P_n 是一个 m 阶延迟系统，并在原点有一个极点。这里使用三阶模型，即 $l=1$，$m=2$，则

$$P_n=\frac{K_p}{s(T_ps+1)} \tag{2.114}$$

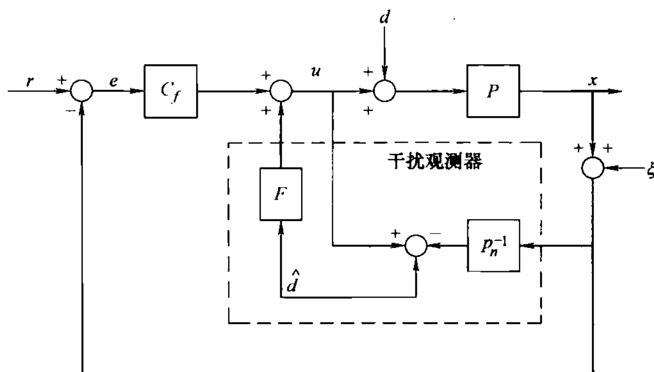


图 2.41　有干扰观测器的控制系统

干扰观测器结合了标称系统的逆，因此需要低通滤波器 F 用来建立并实现适当的干扰观测器。对于二阶模型 P_n，选择一个合适的滤波器为

$$F(s)=\frac{f_2}{s^2+f_1s+f_2} \tag{2.115}$$

高阶观测器可用于提前预测干扰的发生。为说明，只采用反馈控制器 C_f 设计，通常是在这方面参照等价系统 P_n。如前面几节中描述的其他的控制单元也可以使用。干扰估计被添加到整体输入，以消除干扰的影响。因此，这个功能类似于前馈补偿，并可以改善抗干扰的瞬态性能及稳态运行的性能。

观测滤波器 F 带宽内，图 2.41 中的干扰观测器控制系统基本上接近了无干扰等价系统。这个观察可以更清晰地看到，通过将图 2.41 转化为一个滤波器型两自由度等价控制系统，如图 2.42 所示。图 2.42 所示的干扰观测器相当于额外干扰补偿器（C_{obsv}），接通了快速内环。因此，可以认为，补偿内环从而基本上构造了一个没有扰动的等价系统，因为它们已被 C_{obsv} 补偿。

可以证明

$$C_{obsv}=\frac{F}{1-F}P_n^{-1} \tag{2.116}$$

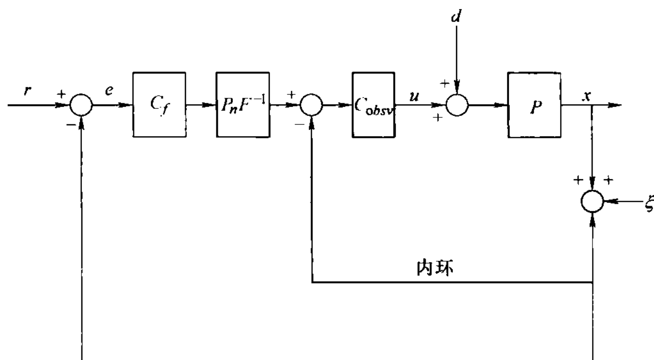


图 2.42 图 2.41 的等价系统

对于 P_n 和 F 的选择，可以得出

$$C_{obsv}=\frac{f_2(T_ps+1)}{K_p(s+f_1)} \tag{2.117}$$

因此，通过关于 K_p 和 T_p 的 f_1 和 f_2 的适当设计，C_{obsv} 可以看做是超前/滞后补偿。

该扰动观测可以以许多方式进行设计。一个可行方法给出如下：

1）确定的等价模型（即 K_p 和 T_p），在此基础上外回路控制器 C_f 的设计可以达到理想的指令响应。如果 C_f 是一个 PID 控制器，许多设计方法可供选择。

2）调整干扰补偿器（C_{obsv}）的 f_1 和 f_2 来满足鲁棒性和抑制干扰的要求。该系统的灵敏度函数和系统传输功能可以独立设置。当设定点跟踪有严格要求和干扰抑制这些两者之间相互冲突时，独立设置的功能是非常有用的。

3）进行模拟和调整，直到性能可以接受。

3. 试验

PWM 放大器具有三角载波，峰峰值为 10V。PWM 输出范围为 -5 ~ +5V。脉冲触发电桥电路，输出 -320 ~ 320V 范围的放大脉冲电压，用于驱动永磁直线电动机（PMLM）。整体放大器的增益为

$$G=\frac{2\times 320}{10}=64 \tag{2.118}$$

将式（2.107）代入制造商规格有关的各种常数，产生一个整体总模型（标称化到 μm）

$$P_n=\frac{6.91\times 10^7}{s(s+136.5)} \tag{2.119}$$

实时试验结果如图 2.43 所示，具有干扰观测器的控制器可以实现小于 7μm 的跟踪误差。该控制器性能良好，即使将负载干扰故意引入系统，如图 2.43 方框 B 所示。相比之下，方框 A 突出了引入了负载干扰的前系统性能。后者控制

信号的变化没有反应在引入干扰的误差信号里。换而言之，控制系统能够反抗外部干扰，使性能没有显著影响。

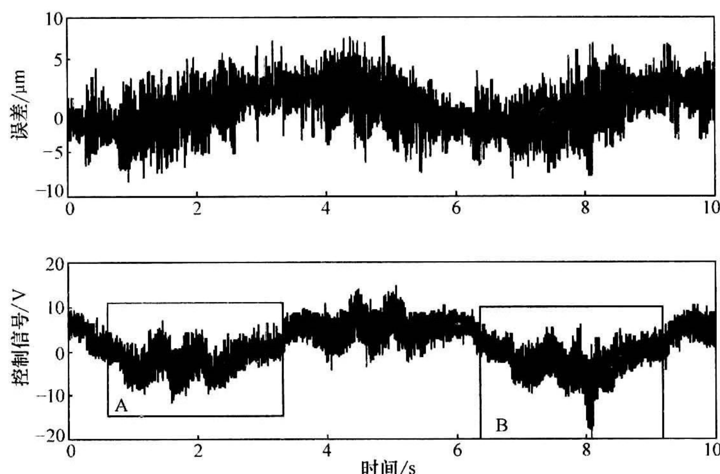


图 2.43　具有干扰观测器的试验结果

为了进一步说明干扰观测器使性能增强，没有干扰观测器的试验效果如图 2.44 所示。负载干扰故意输入该系统的影响清楚地体现在误差信号中，如图 2.44 方框 B 所示。图 2.43 和图 2.44 之间的比较显示，该干扰观测器的使用不仅有效地减少跟踪误差，而且对消除或减少内在力波动是有用的。

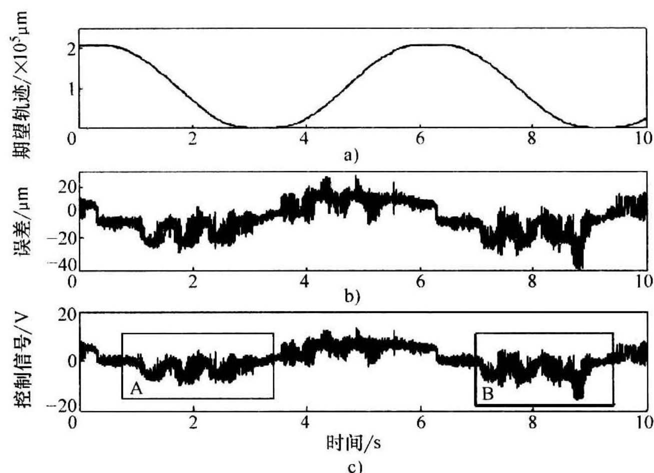


图 2.44　没有干扰观测器的试验结果

a）期望轨迹　b）误差　c）控制信号

2.2.9　鲁棒自适应控制

鲁棒自适应控制系统包括控制器、性能指标及自动增益调整算法，调整机制使用控制信号、系统输出和性能测量，不断调整控制参数，以提高系统性能。系统可能是非线性或时变的，为系统需要在整个工作范围内自动优化性能指标是自适应控制的主要目标。这是使用固定控制律无法实现的。纯自适应控制的性能关键在于如何从系统信号有效准确地引入隐含或明确的信息，系统性能是否具有鲁棒性，可以接受参数和非参数模型的不确定性。自适应控制可能需要增强，以滑模控制输入实现对不确定参数和非参数模型进行误差鲁棒控制。自适应控制提供了实际系统模型参数的适应性，同时滑模控制可以有效处理非参数模型的残余误差。

1. 控制设计

在这个方案下，鲁棒自适应跟踪控制方案给出了 PMLM 状态跟踪轨迹。控制有一个附加的滑模控制输入，以补偿非参数模型的残余误差。滑模控制输入增益自适应调节估计建模动态线性的边界。自适应控制算法如图 2.45 所示。

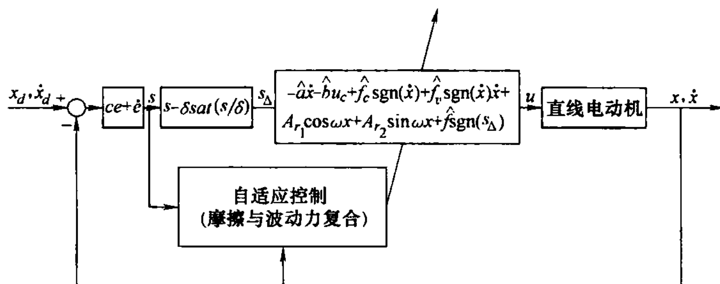


图 2.45　自适应控制算法

方程（2.57）可以简化成为更适合开发的自适应控制方案。令

$$a=\frac{K_1}{K_2}$$

$$b=\frac{M}{K_2}$$

$$\overline{F}_{load}=\frac{F_{load}}{K_2}$$

$$\overline{F}_{friction}=\frac{F_{friction}}{K_2}$$

$$\overline{F}_{ripple}=\frac{F_{ripple}}{K_2}$$

并定义任何其余的未建模动态$\overline{F}_{res}$，因此

$$\ddot{x}=\frac{a\dot{x}+u-\overline{F}_{friction}-\overline{F}_{ripple}-\overline{F}_{load}-\overline{F}_{res}}{b} \tag{2.120}$$

假设负载力范围

$$|\overline{F}_{load}(t)|<f_{lM}\quad \forall t>0 \tag{2.121}$$

公式（2.57）具有$\delta=2$，$\overline{F}$摩擦可写为同等形式

$$\overline{F}_{fric}=[f_c+(f_s-f_c)e^{-(|\dot{x}/\dot{x}_s|)^2}+f_v|\dot{x}|]sgn(\dot{x})$$

其中，f_c，f_s 和f_v 被假定为常数。由于$0<e^{-(\dot{x}/\dot{x}_s)^2}<1$，斯特里贝克效果是有界扰动，即$|(f_s-f_c)e^{-(\dot{x}/\dot{x}_s)^2}|\leqslant f_{fM}$。波动力描述为负载位置的正弦函数，具有$\omega$周期和$A_r$振幅，即

$$f_{ripple}=A_r\sin(wx+\varphi)=A_{r1}\cos(wx)+A_{r2}\sin(wx) \tag{2.122}$$

其中，A_r，ω，φ，A_{r1}，A_{r2}是常数。

定义跟踪误差

$$e(t)=x_d(t)-x(t) \tag{2.123}$$

$$\dot{e}(t)=\dot{x}_d(t)-\dot{x}(t) \tag{2.124}$$

其中，x_d 和 $\dot{x}_d$ 分别为是理想的位置和速度。为了实现鲁棒跟踪控制，滑动面定义为

$$s=\Lambda_1\int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau+\Lambda_2 e(t)+\dot{e}(t) \tag{2.125}$$

其中，Λ_1，Λ_2 的选择为 $\lambda^2+\Lambda^2\lambda+\Lambda_1$ 是赫尔维茨多项式。

这里另一个误差度量$s_\Delta(t)$定义为

$$s_\Delta(t)=s(t)-\delta\mathrm{sat}(s(t)/\delta) \tag{2.126}$$

其中，sat(.)是一个饱和函数，定义为

$$\mathrm{sat}(x)=\begin{cases}x & |x|<1\\ sgn(x) & |x|\geqslant 1\end{cases} \tag{2.127}$$

函数s_Δ 有以下有用的属性

1）如果$|s|<\overline{\delta}$，则$\dot{s}_\Delta=s_\Delta=0$。

2）如果$|s|>\delta$，则$\dot{s}_\Delta=\dot{s}$且$|s_\Delta|=|s|-\delta$。

3）$s_\Delta sat(s/\delta)=|s_\Delta|$。

因此，这个问题是设计一个控制律$u(t)$，即任何$t>0$时确保跟踪误差度量$s(t)$在预先确定的边界δ内。

以下控制器构造了方程（2.120）非线性系统

$$u=-\hat{a}\dot{x}-\hat{b}u_c+\hat{f}_c sgn(\dot{x})+\hat{f}_v sgn(\dot{x})\dot{x}+\hat{A}_{r1}\cos(wx)+\hat{A}_{r2}\sin(wx)+\hat{f}sgn(s_\Delta) \tag{2.128}$$

其中，$\hat{a}$和 $\hat{b}$ 分别是 a 和 b 估计；$\hat{f}_c$ 代表f_c 的估计；$\hat{f}_v$ 代表f_v 的估计；$\hat{A}_{r1}$和 $\hat{A}_{r2}$的分别代表 A_{r1}和 A_{r2}的估计；$\hat{f}$是$f_{fM}+f_{lM}$的估计。u_c 是一个额外的控制，给出如下

$$u_c=-\Lambda_1 e-\Lambda_2\dot{e}-\ddot{x}_d-K_v s_\Delta \tag{2.129}$$

微分 $s(t)$并应用式（2.128）的控制律，该系统动力学可以写为滤波跟踪误差形式

$$\begin{aligned}&\dot{s}+K_v s_\Delta\\&=(-\tilde{a}\dot{x}-\tilde{b}u_c+\tilde{f}_c sgn(\dot{x})+\tilde{f}_v sgn(\dot{x})\dot{x}+\tilde{A}_{r1}\cos(wx)+\tilde{A}_{r2}\sin(wx)-\\&\quad\hat{f}sgn(s_\Delta)+(f_s-f_c)e^{-(\dot{x}/\dot{x}_s)^2}+\overline{F}_{load})/b\end{aligned} \tag{2.130}$$

其中，$\tilde{a}=a-\hat{a}$，$\tilde{b}=b-\hat{b}$，$\tilde{f}_c=f_c-\hat{f}_c$，$\tilde{f}_v=f_v-\hat{f}_v$，$\tilde{A}_{r1}=A_{r1}-\hat{A}_{r1}$，$\tilde{A}_{r2}=A_{r2}-\hat{A}_{r2}$。

参数更新律现指定为

$$\dot{\hat{a}}=-k_a\dot{x}s_\Delta \tag{2.131}$$

$$\dot{\hat{b}}=-k_b u_c s_\Delta \tag{2.132}$$

$$\dot{\hat{f}}_c=k_{f_c}sgn(\dot{x})s_\Delta \tag{2.133}$$

$$\dot{\hat{f}}_v=k_{fv}\dot{x}sgn(\dot{x})s_\Delta \tag{2.134}$$

$$\dot{\hat{A}}_{r1}=k_{r1}\cos(wx)s_\Delta \tag{2.135}$$

$$\dot{\hat{A}}_{r2}=k_{r2}\sin(wx)s_\Delta \tag{2.136}$$

$$\dot{\hat{f}}=k_f|s_\Delta| \tag{2.137}$$

2. 收敛性分析

下面给出的定理确定了控制器跟踪误差收敛性。

定理 2.3　考虑方程（2.120）的非线性系统和 x_d，$\dot{x}_d$ 和 $\ddot{x}_d$ 提供的跟踪期望轨迹的控制目标。由方程（2.128）与方程（2.131）~方程（2.137）控制律将确保系统状态和参数一致有界，而且 $s(t)$渐近收敛到预先确定的边界 δ。

证明：首先选择李雅普诺夫函数 $V(t)$，定义为

$$\begin{aligned}V(t)=&\frac{1}{2}bs_\Delta^2+\frac{1}{2k_a}\tilde{a}^2+\frac{1}{2k_b}\tilde{b}^2+\frac{1}{2kf_c}\tilde{f}_c^2+\frac{1}{2k_{fv}}\tilde{f}_v^2+\frac{1}{2k_{r1}}\tilde{A}_{r1}^2+\\&\frac{1}{2k_{r2}}\tilde{A}_{r2}^2+\frac{1}{2k_f}\tilde{f}^2\end{aligned} \tag{2.138}$$

其中，$\tilde{f}=f-\hat{f}$，$f=f_{fM}+f_{lM}$。注意到边界层外，$\dot{s}_\Delta=\dot{s}$，而边界层内的 $s_\Delta=0$，可以得出

$$\dot{V}=b\dot{s}s_\Delta+\frac{1}{k_a}\tilde{a}\dot{\tilde{a}}+\frac{1}{k_b}\tilde{b}\dot{\tilde{b}}+\frac{1}{k_{fc}}\tilde{f}_c\dot{\tilde{f}}_c+\frac{1}{k_{fv}}\tilde{f}_v\dot{\tilde{f}}_v+\frac{1}{k_{r1}}\tilde{A}_{r1}\dot{\tilde{A}}_{r1}$$

$$+\frac{1}{k_{r2}}\tilde{A}_{r2}\dot{\tilde{A}}_{r2}+\frac{1}{k_f}\tilde{f}\dot{\tilde{f}}$$

$$= -K_v bs_{\Delta}^2 - [\tilde{a}\dot{x}+\tilde{b}u_c-\tilde{f}_c sgn(\dot{x})-\tilde{f}_v \dot{x}sgn(\dot{x})-\tilde{A}_{r1}\cos(wx)$$

$$-\tilde{A}_{r2}\sin(wx)]s_{\Delta}+(f_s-f_c)e^{-(\dot{x}/\dot{x}_s)^2}sgn(s_{\Delta})+\overline{F}_{load}$$

$$+\frac{1}{k_a}\tilde{a}\dot{\tilde{a}}+\frac{1}{k_b}\tilde{b}\dot{\tilde{b}}+\frac{1}{k_{fc}}\tilde{f}_c\dot{\tilde{f}}_c+\frac{1}{k_{fv}}\tilde{f}_v\dot{\tilde{f}}_v+\frac{1}{k_{r1}}\tilde{A}_{r1}\dot{\tilde{A}}_{r1}$$

$$+\frac{1}{k_{r2}}\tilde{A}_{r2}\dot{\tilde{A}}_{r2}+\frac{1}{k_f}\tilde{f}\dot{\tilde{f}}$$

$$\leqslant -K_v bs_{\Delta}^2 - [\tilde{a}\dot{x}+\tilde{b}u_c-\tilde{f}_c sgn(\dot{x})-\tilde{f}_v \dot{x}sgn(\dot{x})-\tilde{A}_{r1}\cos(wx)$$

$$-\tilde{A}_{r2}\sin(wx)]s_{\Delta}+[f_{fM}+f_{lM}-\hat{f}]|s_{\Delta}|+\frac{1}{k_a}\tilde{a}\dot{\tilde{a}}$$

$$+\frac{1}{k_b}\tilde{b}\dot{\tilde{b}}+\frac{1}{k_{fc}}\tilde{f}_c\dot{\tilde{f}}_c+\frac{1}{k_{fv}}\tilde{f}_v\dot{\tilde{f}}_v+\frac{1}{k_{r1}}\tilde{A}_{r1}\dot{\tilde{A}}_{r1}+\frac{1}{k_{r2}}\tilde{A}_{r2}\dot{\tilde{A}}_{r2}+\frac{1}{k_f}\tilde{f}\dot{\tilde{f}}$$

$$= -K_v bs_{\Delta}^2 - [\tilde{a}\dot{x}+\tilde{b}u_c-\tilde{f}_c sgn(\dot{x})-\tilde{f}_v \dot{x}sgn(\dot{x})-\tilde{A}_{r1}\cos(wx)$$

$$-\tilde{A}_{r2}\sin(wx)]s_{\Delta}+\tilde{f}|s_{\Delta}|-\frac{1}{k_a}\tilde{a}\dot{\hat{a}}-\frac{1}{k_b}\tilde{b}\dot{\hat{b}}-\frac{1}{k_{fc}}\tilde{f}_c\dot{\hat{f}}_c-\frac{1}{k_{fv}}\tilde{f}_v\dot{\hat{f}}_v$$

$$-\frac{1}{k_{r1}}\tilde{A}_{r1}\dot{\hat{A}}_{r1}-\frac{1}{k_{r2}}\tilde{A}_{r2}\dot{\hat{A}}_{r2}-\frac{1}{k_f}\tilde{f}\dot{\hat{f}} \tag{2.139}$$

替代方程（2.131）~方程（2.137），给出表达式

$$\dot{V}\leqslant -K_v bs_{\Delta}^2 \tag{2.140}$$

由于 $b>0$，所以$\dot{V}<0$。这意味着 s_{Δ}，$\hat{a}$，$\hat{b}$，$\hat{f}_c$，$\hat{f}_v$，$\hat{A}_{r1}$，$\hat{A}_{r2}$和$\hat{f}$关于 t 一致有界，为了证明跟踪误差有界，有必要证明 x 和 $\dot{x}$ 有界。

定义

$$\sigma_0 = \int_0^t (x_d - x)\mathrm{d}\tau \tag{2.141}$$

从式（2.125），可以得出

$$\begin{bmatrix}\dot{\sigma}_0\\ \ddot{\sigma}_0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ -\Lambda_1 & -\Lambda_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_0\\ \dot{\sigma}_0\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}s \tag{2.142}$$

由于 Λ_1，Λ_2 的选择，使得 $\lambda^2+\Lambda_2\lambda+\Lambda_1$ 为赫尔维茨多项式，上述方程的自由系统是渐近稳定的。加上 s_{Δ} 有界，意味着 x 和 $\dot{x}$ 有界。

根据定义，$\dot{s}_{\Delta}(t)$为 0 或$\dot{s}(t)$，其中$\dot{s}(t)$由公式（2.130）给定。由于$(f_s-f_c)e^{-(\dot{x}/\dot{x}_s)^2}$，$\overline{F}_{load}$和系统参数有界，这意味着，方程（2.130）右边是有界的，从而$\dot{s}$也是有界的。方程（2.140）和正定的 V 进一步有

$$\lim_{t\to\infty}\int_0^t -\dot{V}(\tau)\,\mathrm{d}\tau = V(0) - \lim_{t\to\infty}V(t) < \infty \tag{2.143}$$

通过对巴尔巴拉特（Barbalat）引理的引用

$$\lim_{t\to\infty}\dot{V}(t) = 0 \tag{2.144}$$

应用公式（2.140）又意味着

$$\lim_{t\to\infty}s_{\Delta} = 0 \tag{2.145}$$

证毕。

注意 K_v 实际是标准的 PID 控制。原则上，任何现有的 PID 调整方法都可以用来调整和确定 Λ_1、Λ_2 和 K_v。初步调整可以是粗略的，因为系统性能利用自适应单元可进一步改善。

为了实现高精度跟踪，δ 应选择较小。然而，小的 δ 可能导致控制抖动。因此，应该在期望跟踪误差和容许输入不连续之间取折中。

3. 试验

使用自适应控制实现的跟踪性能和期望轨迹如图 2.46 所示。如图 2.47 所示，采用纯 PID 控制时，最大跟踪误差为 15μm，相比自适应控制的最大误差能低于 8μm。

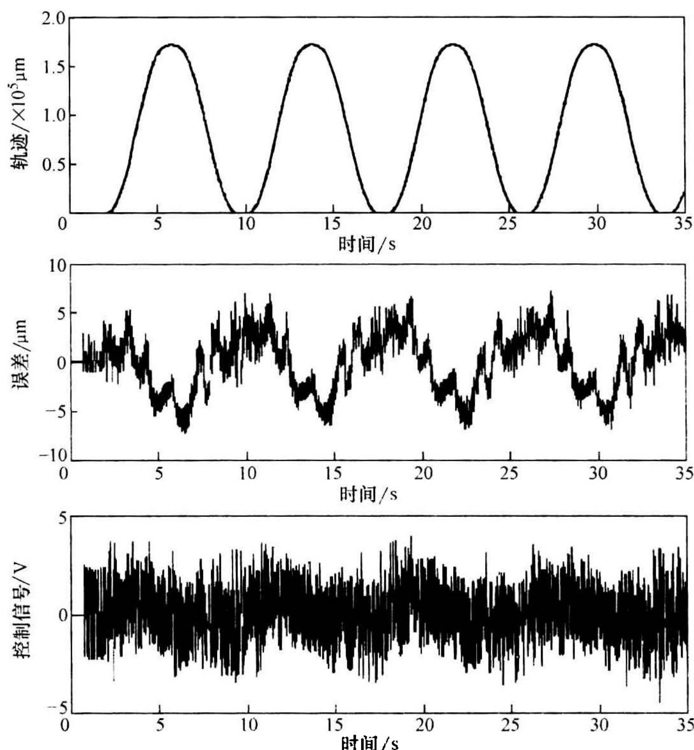


图 2.46　基于自适应控制的跟踪性能

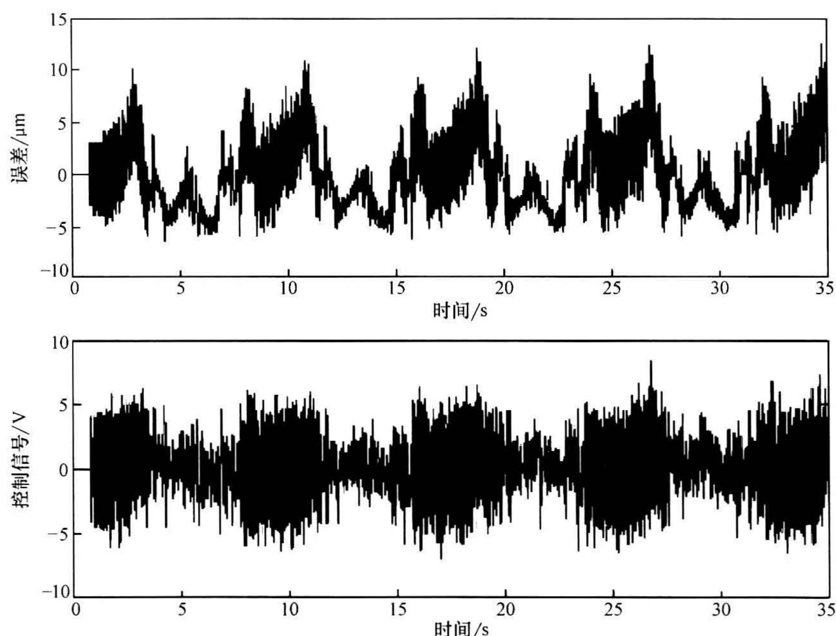


图 2.47　基于 PID 控制器的跟踪性能

2.2.10　迭代学习控制

由 PMLM 执行的运动自然重复时，迭代学习控制（ILC）对 PID 反馈控制器来说，可作为一个简单的无模型的学习提高。该前馈项的主要目标是抗拒外来扰动，以补偿在 2.1 节中介绍的非线性，否则会限制简单反馈控制系统的精度。ILC 利用任务实现的重复性质取得经验，以弥补系统的模型不好或知识不完整和当前扰动的影响。ILC 最近的综述可以参考摩尔（Moore）1998 年的论文。ILC 基本上是一个基于内存的方案，需要存储跟踪的误差和以往重复控制的效果，以构造当前周期的控制工作。因此，离散时间的实施是必要的。有两种常见的 ILC 更新算法，一个是 P 型算法，只考虑跟踪误差作为学习输入；一个是 D 型算法，需要跟踪误差的微分（Longman 1998 年）。对于实际应用，P 型更新算法已被实践证明是更稳健更有效的算法。

图 2.48 所示为这种控制方案的广义方块图，图中的反馈控制器用来稳定系统，而 ILC 前馈控制器是在前面周期基础上加强下一个周期的性能。

任务假定是要在一个有限的时间 T 内反复执行。在第 i 次重复，对期望输出轨迹 $x_d(t)$，控制 $u_i(t)$ 作用下跟踪误差是 $e_i(t)$。到系统的控制输入是一种前馈输入 $u_i^f(t)$ 和反馈输入 $u_i^b(t)$ 集合。前馈输入 $u_i^f(t)$ 基于控制效果和以前重复的跟

踪误差来更新，一般可以描述为

$$u_i^f(t)=\pounds(u_{i-1}^f(t),e_{i-1}(t)) \tag{2.146}$$

其中，$\pounds$是待定的学习算子。

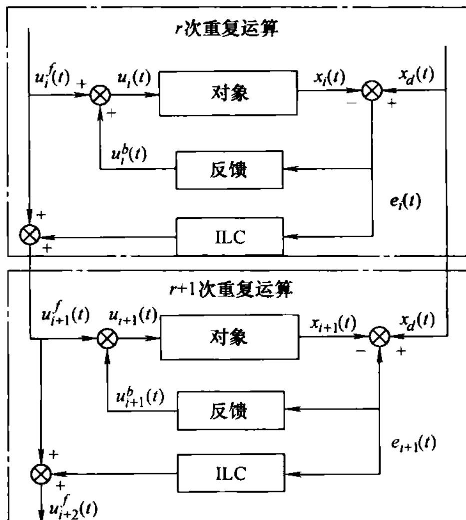


图 2.48　控制方案的广义方块图

1. 预备知识及问题描述

考虑下面的离散时间不确定非线性时变系统，要反复完成既定任务。

$$\begin{cases}\chi_i(t+1)=f(\chi_i(t),t)+B(\chi_i(t),t)u_i(t)+w_i(t)\\ x_i(t)=C(t)\chi_i(t)+u_i(t)\end{cases} \tag{2.147}$$

其中，i表示第i个系统的重复操作，t是离散时间指标，且$t\in[0,N]$，这意味着$t\in\{0,1,\cdots,N\}$；$\chi_i(t)\in R^n$，$u_i(t)\in R^m$和$x_i(t)\in R^r$，分别是状态、控制输入和输出系统，$C(t)\in R^{r\times n}$代表一个时变矩阵；函数$f(\cdot,\cdot):R^n\times[0,N]\mapsto R^n$和$B(\cdot,\cdot):R^n\times[0,N]\mapsto R^m$是$i$关于$\chi$的一致全局李普希兹（Lipschitz）函数，即$\forall t\in[0,N],\forall i,\exists$常数$k_f$和$k_B$，使得

$$\|\Delta f_i(t)\|\leqslant k_f\|\Delta\chi_i(t)\| \qquad \|\Delta B_i(t)\|\leqslant k_B\|\Delta\chi_i(t)\| \tag{2.148}$$

其中

$\Delta f_i(t)\triangleq f(\chi_i(t),t)-f(\chi_{i-1}(t),t)$，$\Delta B_i(t)\triangleq B(\chi_i(t),t)-B(\chi_{i-1}(t),t)$，$\Delta\chi_i(t)\triangleq\chi_i(t)-\chi_{i-1}(t)$；$w_i(t)$，$u_i(t)$是未知界范围的有界系统不确定性或扰动$b_w$和$b_v$，定义为

$$b_w\triangleq\sup_{t\in[0,N]}\|w_i(t)\| \qquad b_v\triangleq\sup_{t\in[0,N]}\|u_i(t)\|\ \forall i \tag{2.149}$$

本书使用的范数的定义为

$$\|\bar{v}\| = \max_{1\leq i\leq n} |\bar{v}_i| \qquad \|G\| = \max_{1\leq i\leq m}\left(\sum_{j=1}^{n} |g_{i,j}|\right)$$

其中，$\bar{v}=[\bar{v}_1, \cdots, \bar{v}_n]^{\mathrm{T}}$ 是一个向量，$G=[g_{i,j}]_{m\times n}$是一个矩阵。记输出跟踪误差 $e_i(t)\triangleq x_d(t)-x_i(t)$，其中 $x_d(t)$是给定的期望输出轨迹，这是可实现的，即给定一有界的 $x_d(t)$，存在一个唯一的有界期望输入 $u_d(t), t\in[0,N]$，使得当 $u(t)=u_d(t)$，该系统有唯一有界期望状态$\chi_d(t)$满足

$$\begin{cases}\chi_d(t+1)=f(\chi_d(t),t)+B(\chi_d(t),t)u_d(t)\triangleq f_d+B_d u_d\\ x_d(t)=C(t)\chi_d(t)\triangleq C(t)\chi_d\end{cases} \tag{2.150}$$

记期望控制 u_d 的界 $b_{u_d}\triangleq \sup_{t\in[0,N]}\|u_d(t)\|$。从任意连续初始控制输入 $u_0(t)$开始，获得下一个控制输入 $u_1(t)$和子序列$\{u_i(t)\mid i=2,3,\cdots\}$，对方程（2.147）系统使用适当的学习控制更新律，当有界不确定性、扰动和重新初始化误差的出现时，$i\to\infty, x_i(t)\to x_d(t)\pm\varepsilon^*$。在第 i 次 ILC 迭代时，系统方程（2.147）的控制输入 $u_i(t)$是

$$u_i(t)=u_i^f(t)+u_i^b(t), \tag{2.151}$$

其中，$u_i^f(t)$来自前馈学习迭代控制器，$u_i^b(t)$来自反馈稳定控制器。反馈稳定控制器假设具有以下一般形式。

$$z_i(t+1)=h_a(z_i(t))+H_b(z_i(t))e_i(t) \tag{2.152}$$

$$u_i^b(t)=h_c(z_i(t))+H_d(z_i(t))e_i(t) \tag{2.153}$$

其中，$z_i(t)\in R^{n_c}$是反馈稳定控制器的状态，具有 $z_i(0)=0$。向量值函数 $h_a(\cdot)$：$R^{n_c}\mapsto R^{n_c}$和 $h_c(\cdot)$：$R^{n_c}\mapsto R^m$ 被设计为区域有界

$$\|h_a(z_i(t))\|\leq b_{h_a}\|z_i(t)\| \qquad \|h_c(z_i(t))\|\leq b_{h_c}\|z_i(t)\|$$

函数矩阵 $H_b(\cdot)$：$R^{n_c}\mapsto R^{n_c\times r}$和 $H_d(\cdot)$：$R^{n_c}\mapsto R^{m\times r}$设定为一致有界，即$\forall t\in[0,N]$，$\forall z_i(t)\in R^{n_c}$，$\|H_b(z_i(t))\|\leq b_{H_b}$，$\|H_d(z_i(t))\|\leq b_{H_d}$。

上述 b_{h_a}，b_{h_c}，b_{H_b}，b_{H_d}是正常数，不一定是已知的。使用一个简单的 ILC 更新律，即

$$u_{i+1}^f(t)=u_i(t)+Q(t)e_i(t+1) \tag{2.154}$$

这里 $Q(t)\in R^{m\times r}$是学习矩阵，决定 ILC 确保收敛性。

进一步推导前作出以下假设：

1）初始化误差的有界如下：

$$\forall t\in[0,N], \forall i, \|\chi_d(0)-\chi_i(0)\|\leq b_{\chi 0}, \|x_d(0)-x_i(0)\|\leq b_C b_{\chi 0}+b_v$$

其中，$b_C\triangleq \sup_{t\in[0,N]}\|C(t)\|$。

2）矩阵 $C(\cdot)B(\cdot,\cdot)$有一个完整的列秩$\forall t\in[0,N]$，$\chi(t)\in R^n$。

3）算子 $B(\cdot,\cdot)$为界，即常数 b_B 使得对于所有 i，$\sup_{t\in[0,N]}\|B(\chi_i(t),t)\|\triangleq \sup_{t\in[0,N]}\|B_i(t)\|\leq b_B$。

4）期望输出 $x_d(t), t\in[0,N]$ 是可以靠理想输入 $u_d(t), t\in[0,N]$ 实现的。

为了分析提出的辅助反馈 P 型 ILC 算法的鲁棒收敛性，下面等效无穷范数的 λ 范数引入了离散矢量 $h(t)$，$t=0, 1, \cdots, N$：

$$\|h(t)\|_\lambda \triangleq \sup_{t\in[0,N]} \hat{e}^{-\lambda t}\|h(t)\| \tag{2.155}$$

其中，当 $\hat{e}>1$，$\lambda>0$ 或当 $\hat{e}\in(0,1), \lambda<0$。

下面的递推公式，可直接验证

$$\bar{z}_{i+1} = a_1\bar{z}_i + a_2\bar{z}_i^* + a_3 = a_1^{i+1}\bar{z}_0 + \sum_{j=0}^{i} a_1^{i-j}(a_2\bar{z}_j^* + a_3) \tag{2.156}$$

其中，$\{\bar{z}_i, \bar{z}_i^* \mid i=0, 1, \cdots\}$ 有两个序列，系数 a_1、a_2 和 a_3 是互相关联的。记为

$$\delta f_i(t) \triangleq f_d - f(\chi_i(t),t) \qquad \delta B_i(t) \triangleq B_d - B_i(t)$$

然后，由方程（2.147）和方程（2.150）可以发现

$$\delta\chi_i(t+1) = \delta f_i(t) + \delta B_i(t)u_d + B_i(t)\delta u_i(t) - w_i(t) \tag{2.157}$$

取方程（2.157）范数，有

$$\|\delta\chi_{i(t+1)}\| \leqslant (k_f + b_{u_d}k_B)\|\delta\chi_i(t)\| + b_B\|\delta u_i(t)\| + b_w \tag{2.158}$$

从式（2.153）可以看出

$$\|u_i^b(t)\| \leqslant b_{h_c}\|z_i(t)\| + b_{H_d}b_C\|\delta\chi_i(t)\| + b_{H_d}b_v \tag{2.159}$$

且

$$\|\delta u_i(t) = \|u_d(t) - (u_i^f(t) + u_i^b(t))\| \leqslant \|\delta u_i^f(t) - u_i^b(t)\| \leqslant \|\delta u_i^f(t)\| + \|u_i^b(t)\| \tag{2.160}$$

方程（2.158）变为

$$\|\delta\chi_i(t+1)\| \leqslant (k_f + b_{u_d}k_B + b_Bb_{H_d}b_C)\|\delta\chi_i(t)\| + b_Bb_{h_c}\|z_i(t)\| + b_B\|\delta u_i^f(t)\| + b_Bb_{H_d}b_v + b_w \tag{2.161}$$

另一方面，可以观察到方程（2.152）的

$$\|z_i(t+1)\| \leqslant b_{h_a}\|z_i(t)\| + b_{H_b}b_C\|\delta\chi_i(t)\| + b_{H_b}b_v \tag{2.162}$$

因此，加入方程（2.162）和方程（2.161），有

$$(\|\delta\chi_i(t+1)\| + \|z_i(t+1)\|) \leqslant \hat{e}(\|\delta\chi_i(t)\| + \|z_i(t)\|) + b_B\|\delta u_i^f(t)\| + \hat{e} \tag{2.163}$$

其中

$$\hat{e} \triangleq \max\{k_f + b_{u_d}k_B + b_Bb_{H_d}b_C + b_{H_b}b_C, b_{h_a} + b_Bb_{h_c}\} \neq 1$$

$$\hat{e} \triangleq (b_{H_b} + b_Bb_{H_d})b_v + b_w$$

应用公式（2.156），可以得出

$$\|\delta\chi_i(t+1)\| + \|z_i(t+1)\| \leqslant \hat{e}^{t+1}b\chi_0 + \sum_{j=0}^{t}\hat{e}^{t-j}(b_B\|\delta u_i^f(j)\| + \hat{e}) \tag{2.164}$$

一个更简单的关系可以由 $\|\delta\chi_i(t)\|_\lambda + \|z_i(t)\|_\lambda$ 和 $\|\delta u_i^f(t)\|_\lambda$ 得出，注意下列关系：

1） $\|c\|_\lambda \equiv |c|$ ， $\forall c \in R$。

2） $\forall |\lambda| > 1$， $\sup_{t\in[0,N]} \hat{e}^{-(\lambda-1)t} = 1$。

3） $\forall t_1 \in [0, N_1]$， $t_2 \in [0, N_2]$，如果 $0 \leqslant N_1 \leqslant N_2 \leqslant N$，那么 $\|\delta h(t_1)\|_\lambda \leqslant \|\delta h(t_2)\|_\lambda$。

取方程（2.164）的范数 λ（$|\lambda| > 1$）运算给出了

$$\|\delta\chi_i(t)\|_\lambda + \|z_i(t)\|_\lambda \leqslant b\chi_0 + b_B O(|\lambda|^{-1}) \|\delta u_i^f(t)\|_\lambda + c_0\hat{\varepsilon} \tag{2.165}$$

其中 $O(|\lambda|^{-1}) \triangleq \dfrac{1-\hat{e}^{-(\lambda-1)N}}{\hat{e}^{\lambda}-\hat{e}}$， $c_0 \triangleq \sup\limits_{t\in[0,N]} \dfrac{\hat{e}^{-(\lambda-1)t}(1-\hat{e}^{-t})}{\hat{e}-1}$。

为了后续描述简洁，使用下面的符号：

$$b_Q \triangleq \sup_{t\in[0,N]} \|Q(t)\|$$

$$\rho \triangleq \sup_{t\in[0,N]} \|I_m - Q(t)C(t+1)B_i(t)\| \ \forall i$$

K 类的功能也可以这样定义。

K 类函数（Inonnou and Sun，1996）：一个连续函数 $\phi:[0,r] \mapsto R^+$ 被认为是 K 类的，即 $\phi \in K$，如果

1） $\phi(0) = 0$。

2） ϕ 在 $[0, r]$ 上是严格增加的。

下面介绍跟踪误差界是不确定性的干扰及重新初始化误差的 K 类误差界函数。此外，根据附加的限制，跟踪误差界也可以证明是关于微分不确定性，扰动和在 ILC 连续迭代时，重新初始化误差的 K 类界函数。

2. 鲁棒收敛性分析

关于误差收敛的主要结果表示为定理 2.4。

定理 2.4　根据以上预备知识及问题描述假设，对于重复离散时间不确定时变非线性系统的方程（2.147），在固定时间间隔 $[0, NT_s]$ 上给定可实现的期望轨迹 $x_d(t)$，通过使用方程（2.154）的 ILC 更新律和方程（2.152）及方程（2.153）的反馈控制器，如果条件

$$\rho < 1 \tag{2.166}$$

被满足，那么，对于所有 i 跟踪误差 $e_i(t)$， $\delta u_i(t)$， $\delta\chi_i(t)$ 的 λ 范数是有界的，对于一个足够大 $|\lambda|$， $t \in [0, N]$，

$$b_{uf} \triangleq \lim_{i\to\infty} \|\delta u_i^f(t)\|_\lambda \leqslant b_{uf}(b\chi_0, b_w, b_v) \tag{2.167}$$

$$b_u \triangleq \lim_{i\to\infty} \|\delta u_i(t)\|_\lambda \leqslant b_u(b\chi_0, b_w, b_v) \tag{2.168}$$

$$b_\chi \triangleq \lim_{i\to\infty} \|\delta\chi_i(t)\|_\lambda \leqslant b\chi_0 + b_B O(|\lambda|^{-1}) b_{uf} + c_0\hat{\varepsilon} \tag{2.169}$$

$$b_e \triangleq \lim_{i\to\infty} \| e_i(t) \|_\lambda \leqslant b_C b_\chi + b_v \tag{2.170}$$

此外，b_u，b_χ，b_e 是 b_w，b_v，$b\chi_0$ 的 K 类函数，即 b_u，b_χ，b_e，当 $i\to\infty$ 时，一致收敛到零，在没有不确定性、干扰和初始化误差的情况下，即 b_ω，b_v，$b\chi_0\to 0$。

证明：重复第（$i+1$）次的跟踪误差是

$$\begin{aligned} e_i(t) &= x_d(t) - x_i(t) \\ &= C(t)\delta\chi_i(t) - u_i(t) \end{aligned} \tag{2.171}$$

第（$i+1$）次重复学习控制变分，$\delta u^f_{i+1}(t)$ 由下式给出

$$\begin{aligned} \delta u^f_{i+1}(t) &= \delta u_i(t) - Q(t)e_i(t+1) \\ &= \delta u_i(t) - Q(t)C(t+1)\delta\chi_i(t+1) + Q(t)u_i(t+1) \end{aligned} \tag{2.172}$$

引用式（2.157），式（2.172）可以写成

$$\begin{aligned} \delta u^f_{i+1}(t) = {} & \delta u_i(t) - Q(t)C(t+1) \\ & [\delta f_i(t) + \delta B_i(t)u_d + B_i(t)\delta u_i(t) - w_i(t)] + Q(t)u_i(t+1) \end{aligned} \tag{2.173}$$

合并各项，并完成方程（2.173）范数运算，有

$$\| \delta u^f_{i+1}(t) \| \leqslant \rho \| \delta u_i(t) \| + b_Q b_C(k_f + b_{u_d}k_B) \| \delta\chi_i(t) \| + b_Q(b_C b_w + b_v) \tag{2.174}$$

根据方程（2.160）和方程（2.159），方程（2.174）变为

$$\| \delta u^f_{i+1}(t) \| \leqslant \rho \| \delta u^f_i(t) \| + \alpha(\| \delta\chi_i(t) \| + \| z_i(t) \|) + \varepsilon \tag{2.175}$$

其中，$\alpha \triangleq \max\{ b_Q b_C(k_f + b_{u_d}k_B) + b_{H_d}b_C\rho,\ b_{h_c}\rho \}$，$\varepsilon \triangleq [b_Q(b_C b_w + b_v) + b_{H_d}b_v\rho]$。

通过采用公式（2.165）的关系，对方程（2.174）取 λ 范数为

$$\| \delta u^f_{i+1}(t) \|_\lambda \leqslant \rho \| \delta u^f_i(t) \|_\lambda + \alpha b_B O(|\lambda|^{-1}) \| \delta u^f_i(t) \|_\lambda + \alpha(b\chi_0 + c_0\hat{\varepsilon}) + \varepsilon \tag{2.176}$$

关于式（2.166），很明显，一个足够大 $|\lambda|$ 可用来确保

$$\rho + \alpha b_B O(|\lambda|^{-1}) \triangleq \hat{\rho} < 1 \tag{2.177}$$

因此，可以得出

$$b_{uf} = \lim_{i\to\infty} \| \delta u^f_i(t) \|_\lambda = \frac{\varepsilon_0}{1-\hat{\rho}} \triangleq b_{uf}(b\chi_0, b_w, b_v) \tag{2.178}$$

其中，$\varepsilon_0 \triangleq \varepsilon + \alpha(b\chi_0 + c_0\hat{\varepsilon})$。根据方程（2.165）和方程（2.171），方程（2.169）和方程（2.170），可以验证。从方程（2.165）可以观察到

$$b_{\chi^2} \triangleq \lim_{i\to\infty}(\| \delta\chi_i(t) \|_\lambda + \| z_i(t) \|_\lambda) \leqslant b\chi_0 + b_B O(|\lambda|^{-1}) buf + c_0\hat{\varepsilon} \tag{2.179}$$

因此，由方程（2.160）和方程（2.159），并参照方程（2.179），可以得出

$$b_u \triangleq \lim_{i\to\infty} \| \delta u_i(t) \|_\lambda \leqslant b_{uf} + \max\{ b_{h_c}, b_{H_d}, b_C \} b_{\chi^2} + b_{H_d}b_v \triangleq b_u(b\chi_0, b_w, b_v) \tag{2.180}$$

从而验证了式（2.168）。此外，很容易观察到 b_{uf}，b_u，b_χ 和 b_e 当 $i\to\infty$ 时，没有不确定性。在干扰和初始化误差的情况下，对 $t=0$，1，N，…，都将趋于零，即当 b_w，b_v，$b\chi_0\to 0$。

3. 另外的结果

为了有效实现 ILC，应当考虑下列其他问题。

1）初始化。作为 ILC 公式化的假定之一，在每个运动的轨迹重复后，系统必须重置相同的初始状态，因为初始化误差将直接对最后的跟踪性能产生负面影响。这尤其是在 PMLM 系统中，波动力随着传送器位置变化而变化。因此，关键在通过 PID 控制适当的初始化得到正确的设定点值。最后重复的终端跟踪误差可用于这一更正。

2）滤波。由于在 PMLM 系统只有位移可测量，使用数值差分方法得到速度，自然噪声受到放大。为了减少噪声的影响，位置测量用的是三次连续 A/D 样本的平均值。通过使用一个简单的有限差分公式得到速度

$$\tilde{\dot{x}}(t)=[x(t)-x(t-1)]/t_s \tag{2.181}$$

其中，t_s 是采样周期。为了进一步减少噪声的影响，采用一种平均有限差分公式

$$\tilde{\dot{x}}(t)=[x(t)-x(t-N)]/(Nt_s) \tag{2.182}$$

其中，N 实际选择时 $N=3$。方程（2.182）的简单方案与很多先进和复杂的方案等价，已在许多机器人应用中得到了验证。此外，内存预存储的跟踪误差可以任意控制。因此，非因果性滤波是可能的。

4. 试验

使用 ILC 取得的跟踪性能如图 2.49 所示，进行了 50 次迭代。通过学习获得的最大误差为 15μm。这个方案的好处是 PID 反馈控制器不必严格调整。不过，这种运动必须重复的性质适用于 ILC 方案。有关跟踪误差（均方根 RMS）收敛曲线的学习迭代次数如图 2.50 所示。

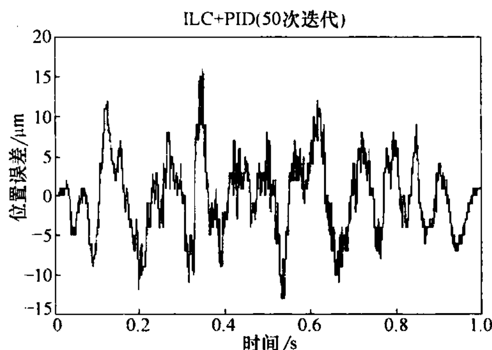


图 2.49 ILC（50 次迭代）的跟踪性能

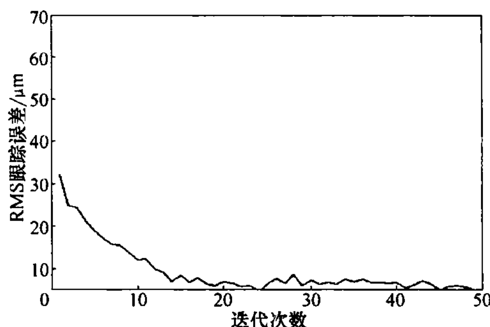


图 2.50 （RMS）跟踪误差的收敛性

第3章　控制参数的自整定

伴随着自适应控制和技术的进步，现代工业控制器越来越智能化。目前市场上出现的许多高端控制器都具有自整定和自校正功能。单调乏味的手工调整不再是控制系统必须的部分。PID 调节器的作用已减少到进行简单的规范和决策。

控制器调整可用不同的系统方法，但是无论它们的设计方法如何，以下三个阶段通常是适用的：

1）由特定的控制输入产生系统扰动或闭环自动生成控制输入。

2）分析扰动响应，产生非参数或参数系统模型。

3）在此模型和某些运行规范基础之上，确定控制参数。

控制器自整定简而言之意味着上述过程自动化，因此扰动、模型计算和控制器的参数选择都由同一个控制器完成。以这种方式，操作者的工作得到了简化，因而他只需要启动调节过程，无需亲自获取或计算合适的控制器参数。他可能要在整定结束前给控制器一些系统信息，但这些信息将比考虑控制器参数更为简单。

本章介绍了伺服机械控制系统的继电器校正方法。这些方法直接可与第2章所提出的各种控制方案结合使用。

3.1　继电器自整定

为了确定控制方案，标称系统模型是必要的。本节需要考虑的是控制方案部分的标称模型，以便确定自整定的方法。在提出的各种自整定方法中，Aström and Hägglund（1995年）的研究工作从实践角度看，可以说是最有吸引力的。继电器反馈系统如图3.1所示，利用开关继电器插入控制回路作为控制器。有了这项安排，据推测许多系统会产生持续振荡。这个推测在过程控制系统的许多应用中已经得到了实际的证明。

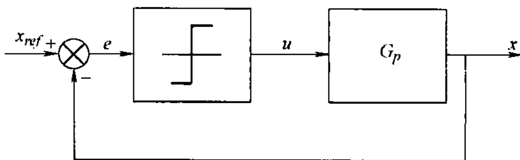


图3.1　继电器反馈系统

由于大多数系统会表现出低通特性，输出振荡将近似于一个周期 t_u 和振荡幅度 a 的正弦波。表示继电器控制的信号，方波 u 通过傅里叶级数展开一次谐波，该系统频率响应相应由式（3.1）给出

$$G_p\left(j\frac{2\pi}{t_u}\right) = -\frac{\pi a}{4h} \tag{3.1}$$

其中，h 代表继电器的振幅。方程（3.1）是一个复杂的方程式。通过求解方程（3.1），只要待定参数数目小于或等于 2，就可以从该反馈继电器约定来推知系统的参数。这种简单处理可视为使用频域描述函数分析的方法。振荡的必要条件是前馈传输增益必须等于 -1，等价描述为

$$G_p\left(j\frac{2\pi}{t_u}\right)N(a) = -1 \tag{3.2}$$

假设已知传递函数 $G_p(s)$。借助绘制描述函数的负逆 $-1/N(a)$ 和 $G_p(s)$ 奈奎斯特曲线，用图解方程（3.2）。交汇点会特别提示存在一个振荡的极限环。振荡的周期和幅度由该点频率响应参数给出。常规继电器整定的问题是某些系统不显示稳定的极限环振荡。这些典型的系统只有低阶动态，没有传输滞后。尤其是很少呈现出小于 $-\pi$ 的相位滞后的伺服机械系统。这或许可以解释继电器反馈方法主要适用于过程控制系统的原因。根据频域分析，这种方法看上去很清楚。方程（3.3）为一个标准的继电器描述函数。

$$N(a) = \frac{4h}{\pi a} \tag{3.3}$$

描述函数的负逆为 DF1 如图 3.2 所示。图 3.2 还显示了系统的奈奎斯特曲线，是伺服系统的典型曲线。在有限的频率范围内，奈奎斯特曲线和 DF1 两者之间并无交点。

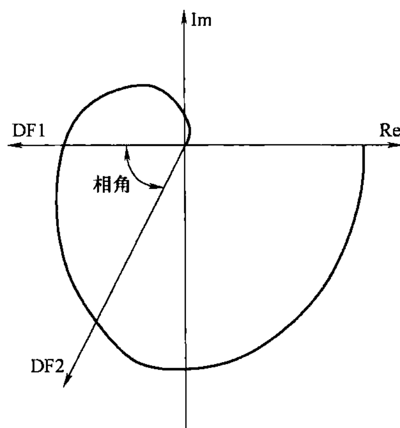


图 3.2　无极限环标准继电器自整定奈奎斯特图

标准自整定方法带来的另一个缺点是这项试验确定奈奎斯特曲线只有一点与负实轴相交。然而，这唯一的一点可能提供不了关于控制设计系统方面足够的信息。

为了克服这两个缺点，有必要对传统的继电器反馈的安排进行一些修改。根据图 3.2，为了极限环振荡发生，可能需要给负逆描述函数引入相位角。修改后的负逆描述函数 DF2 也描绘在图 3.2 上。下面介绍引进这一相位滞后的两种可能的方式。

3.1.1　延时继电器

继电器负逆描述函数（频域）的相位滞后可能与时域纯滞后相关。如果 L 表示引进的附加时间延迟，该负逆描述函数结果的相位角变换可以被证明为$\omega^* L$，其

中，ω^*表示该延迟继电器元件逆描述函数和系统的奈奎斯特曲线之间的交点频率。纯延时继电器的设置见图3.3。

如果存在一个稳定的极限环振荡，就可以衡量振荡的期限和幅度的。经代数求解方程（3.2）可以获得该模型的参数。加上位置环上进行的继电器试验给出的二阶模型为

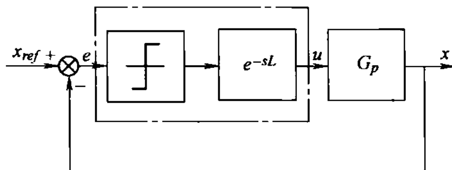


图3.3 纯延时继电器的设置

$$G_p(s)=\frac{K_p}{s(T_p s+1)}$$

由方程（3.4）和方程（3.5）得出模型参数

$$K_p=\frac{\omega^*\sqrt{1+T_p^2\omega^{*2}}}{K^*} \tag{3.4}$$

$$T_p=-\frac{\cot(\omega^* L)}{\omega^*} \tag{3.5}$$

直接表明 $K_p=K_2/K_1$ 和 $T_P=M/K_1$，其中的 K_1，K_2，M 的定义见公式（2.53）。

3.1.2 双通道继电器整定

双通道继电器整定方法是佛莱曼（Friman）和瓦勒（Waller）（1997年）首次提出的。相位滞后描述函数可分为两个正交部分。沿着实轴和虚轴可以方便地选择这两个部分。采用这个方法，在传统继电器回路，并行增加另外的误差积分继电器。利用这种方法，可以通过选择合适的设计参数 h_1 和 h_2 来确定相位滞后，其校正设置如图3.4所示。延迟继电器的例子中，一个类似的方程组可获取系统参数设置

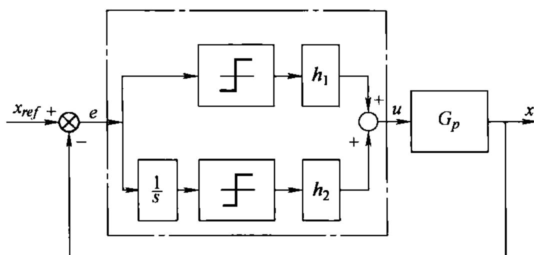


图3.4 双通道继电器校正设置

$$\begin{aligned}K_p&=\frac{\pi a}{4\sqrt{h_1^2+h_2^2}}\omega^*\sqrt{1+\omega^{*2}T_p^2}\\T_p&=\frac{h_1}{h_2\omega^*}\end{aligned} \tag{3.6}$$

3.2 摩擦建模使用继电器反馈

根据方程（2.120），考虑到当前的摩擦和负载力，PMLM动态模型可以描述为

$$\ddot{x}=\frac{a\dot{x}+u-\overline{F}_{fric}-\overline{F}_{load}}{b} \tag{3.7}$$

忽略了斯特里贝克（Stribeck）作用，摩擦力影响的变换器运动可以建模为库仑和粘性摩擦的组合。该数学模型可以写成

$$\overline{F}_{fric}=[f_c+f_v|\dot{x}|]sgn(\dot{x}) \tag{3.8}$$

其中，参数f_c 和f_v 分别涉及库仑和黏性摩擦系数。

对于独立于运动方向的负载效应，$\overline{F}_{load}$可以描述为

$$\overline{F}_{load}=f_l\mathrm{sgn}(\dot{x}) \tag{3.9}$$

累加摩擦和负载力，一个给定的外部干扰 F 如下

$$F=[f_1+f_2|\dot{x}|]\mathrm{sgn}(\dot{x}) \tag{3.10}$$

其中，$f_1=f_l+f_c$ 和$f_2=f_v$。图 3.5 说明了 F 的特征，图 3.6 所示为摩擦影响下的伺服机械系统模型。这一节的目标是使用继电器反馈试验估计 F 主要特征。

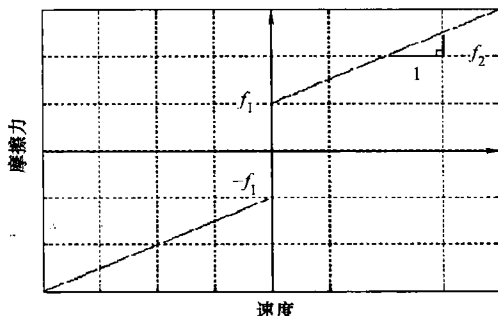


图 3.5　F-$\dot{x}$ 特征

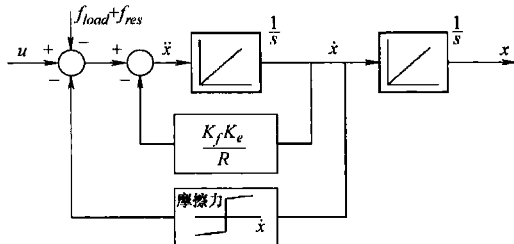


图 3.6　摩擦影响下的伺服机械系统模型

3.2.1　摩擦辨识方法

在双通道伺服机械系统继电器反馈下，图 3.7 所示的闭环设置可以等价为图

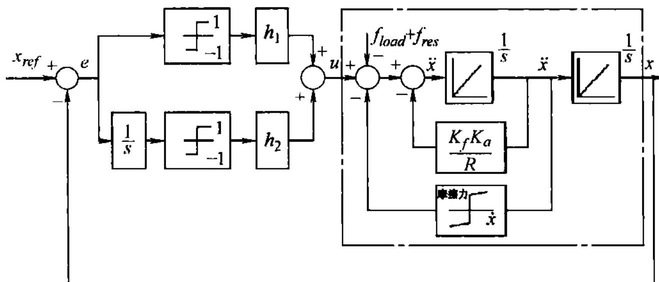


图 3.7　双继电器设置

3.8 的配置，组成一个并行继电器作用伺服机械系统的线性部分。第二反馈继电器（FR2 串联到一个积分器）必须以限定频率激发振荡，因为伺服机械系统相位响应很少超过 $-\pi$。

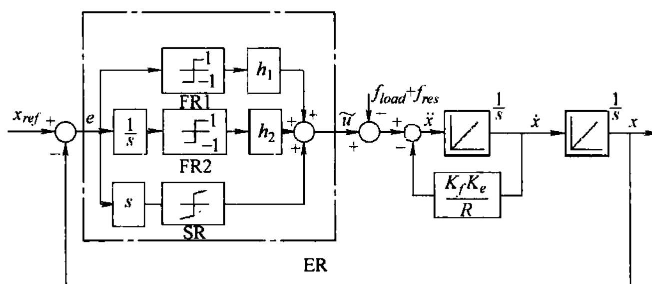


图 3.8　等价系统

并行继电器构造（以下称为等效继电器 ER）由反馈继电器 FR1、FR2 及摩擦和负载力下系统内在的延迟 SR 组成。于是描述函数（DF）近似直接适用于分析反馈系统。

由反馈继电器（N_{FR1}）和（N_{FR2}）及内在的系统继电器（N_{SR}），该等效继电器（N_{ER}）简单是单个 DF 的总和，即

$$N_{ER} = N_{FR1} + N_{FR2} + N_{SR}$$

根据盖尔布（Gelb）和范德维特（Vander Velde）（1968）的论文可得

$$N_{FR1}(a) = \frac{4h_1}{\pi a}$$

$$N_{FR2}(a) = -j\frac{4h_2}{\pi a}$$

$$N_{SR}(a) = j\left(\frac{4f_1}{\pi a} + wf_2\right)$$

$$N_{ER}(a) = \frac{4h_1}{\pi a} + j\left(\frac{4(f_1 - h_2)}{\pi a} + wf_2\right)$$

相对于 DF 分析，传递函数处理线性系统更方便。u 到 x 的线性系统传递函数假设为

$$G_p(s) = \frac{K_p}{s(T_p s + 1)} \tag{3.11}$$

其中 $K_p = 1/a$ 和 $T_p = b/a$。根据继电器的反馈，解极限环的振荡幅度和频率

$$G_p(j\omega) = -\frac{1}{N_{ER}(a)} \tag{3.12}$$

即 $G_p(j\omega)$ 等于继电器 DF 负逆。

方程（3.12）将生成以下两个方程

$$|G_p(j\omega)| = \left|\frac{1}{N_{ER}(a)}\right|$$

$$\arg G_p(j\omega) + \arg(N_{ER}(a)) = -\pi$$

显然，两个未知参数可从这些方程的解获得。

如果 $h_2 > f_1$，等效继电器 DF 的负逆大约是一条在复平面第三象限原点的射线，如图 3.9 所示。该射线相对于实轴的角度取决于相应继电器 h_1 和 h_2 的幅值。这样，一个持续的极限环由伺服机械系统产生，与工业设置的传统单继电器过程更为类似。

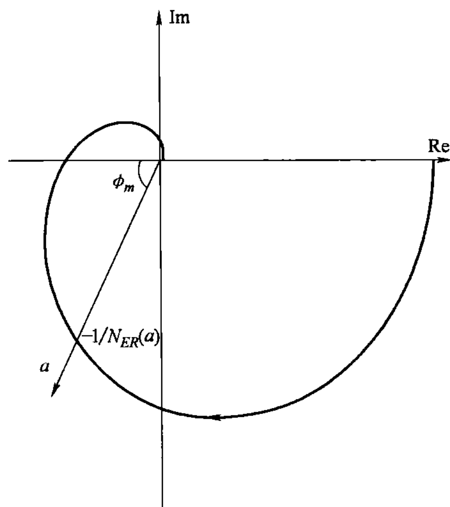


图 3.9　修改的继电器负逆描述函数

注意 $h_1 = 0$ 和 $h_2 > f_1$ 的选择会导致一个双积分现象，这里继电反馈没有获得持续的振荡。

通过改变 h_1 和 h_2，可进行两个继电器试验，从而未知的 T_p，f_1 和 f_2 可以从方程计算，假设增益 K_p 值是已知的或从其他测试估计得到。参数可以直接从下面的公式计算得到

$$T_p = \frac{4h_{1,1}K_p}{\pi a_1 \omega_1^2}$$

$$f_1 = \frac{w_2 a_2 h_{2,1} - w_1 a_1 h_{2,2}}{w_2 a_2 - w_1 a_1}$$

$$f_2 = -\frac{4}{\pi a_2 w_2}\left(\frac{h_{1,2}}{T_p \omega_2} + f_1 - h_{2,2}\right) \tag{3.13}$$

其中，ω_1，ω_2 是继电器试验持续极限环的振荡频率；a_1 和 a_2 是相对极限环的幅值，$h_{1,1}$和 $h_{2,1}$分别是在第一个试验中所用的继电器 FR1 和 FR2 的振幅；$h_{2,1}$和 $h_{2,2}$是在第二次试验使用继电器对应的振幅。

3.2.2　模拟

为了说明 f_1 和 f_2 通过继电器方法估计的准确性，下面给出一个仿真例子。

考虑过程：

$$G_p(s) = \frac{10}{s(0.2685s + 1)} \tag{3.14}$$

$f_1=0.5$ 和 $f_2=0.01$。在第一个试验中，继电器参数选择在 $h_1=2$ 和 $h_2=1.5$。T_p 是正确地确定为 $T_p=0.265$。在第二次试验中，参数选为 $h_1=1$ 和 $h_2=0.7$。f_1 和 f_2 是正确地确定为 $f_1=0.5104$ 和 $f_2=0.0065$。和两个试验相对应的极限环振荡如图 3.10 和 3.11 所示。

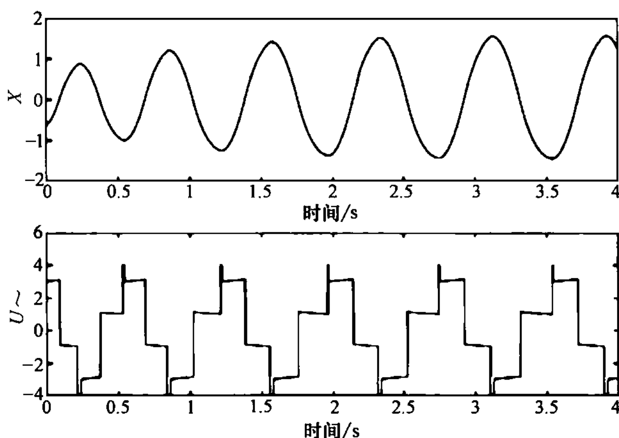


图 3.10　具有 $h_1=2$ 和 $h_2=1.5$ 的输入输出信号

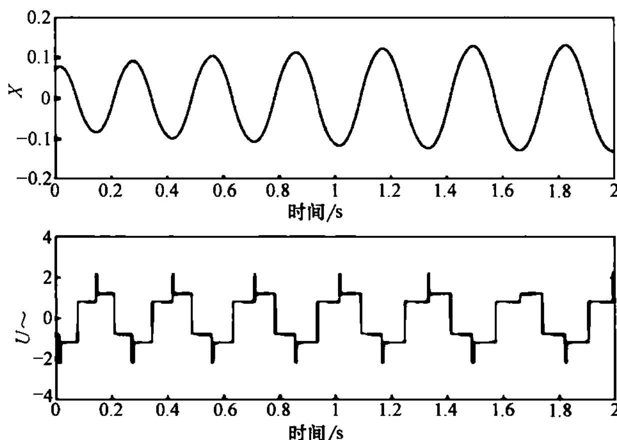


图 3.11　具有 $h_1=1$ 和 $h_2=0.7$ 的输入输出信号

3.2.3　自适应控制的初始化

应当注意的是，虽然自适应控制器的参数估计是自适应的（如第2章提出的方案），但为了确保良好的初始瞬时特性和参数估计的有效收敛，继电器试验提供一系列良好的初始值很重要。下面仿真例子的参数可以清楚地说明这一点。

模拟使用的具体参数为：$a=-10.5$，$b=0.1429$，$f_1=10$ 和 $f_2=10$。自适应控制器需要跟踪事先规定的轨迹。图 3.12 所示为初始值为零的自适应控制性能，即，$a=b=f_1=f_2=0$。收敛速度慢，并且跟踪误差大。图 3.13 所示为使用初始值为 $a=-5$，$b=0.05$，$f_1=6.9979$ 和 $f_2=6.9979$ 的性能。减少了跟踪误差，收

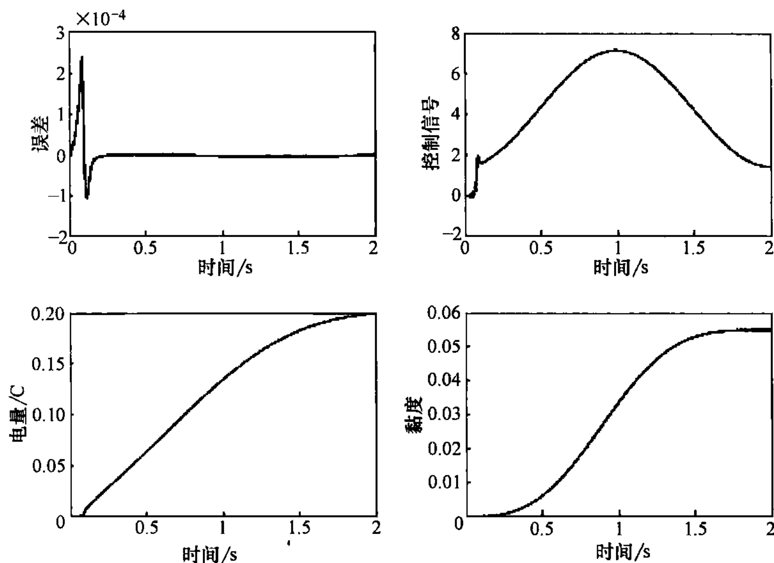


图 3.12 初始值为零的自适应控制性能

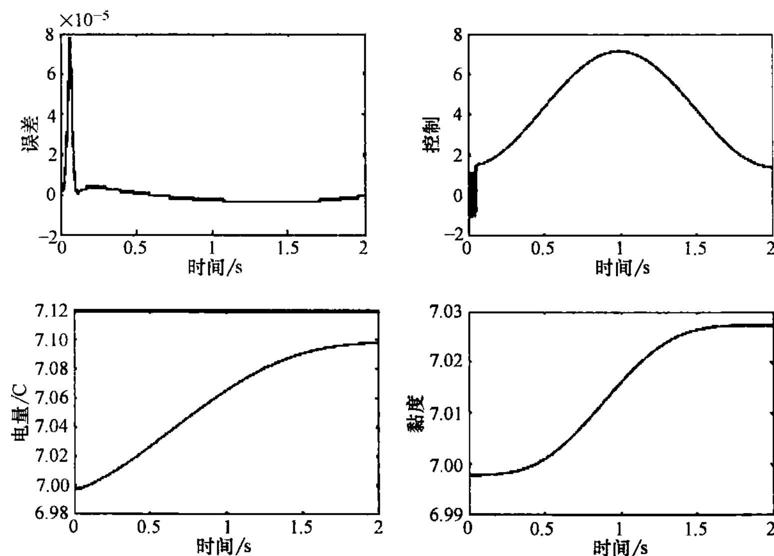


图 3.13 具有初始值 $a=-5$，$b=0.05$，$f_1=6.9979$ 和 $f_2=6.9979$ 的自适应控制

敛速度较快。图 3.14 所示为使用初始值为 $a=-10$，$b=0.1$，$f_1=9.7971$ 和 $f_2=9.7971$ 的自适应控制。与前两例相比，跟踪误差和收敛速度都得到了改进。

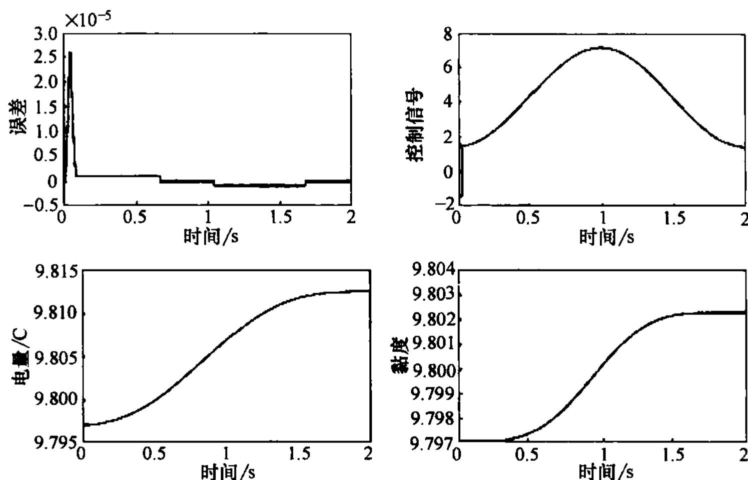


图 3.14　使用初始值 $a=-10$，$b=0.1$，$f_1=9.7971$ 和 $f_2=9.7971$ 的自适应控制

3.3　继电器振荡的最优特征提取

在许多继电反馈的应用中，需要在采样噪声的情况下从周期性的振荡中测量振幅、频率和相位移。受测量噪声的影响，可能很难准确地提取这些参数。这些参数直接或间接地用于控制器的设计。因此，可靠和准确地识别在噪声影响下的与继电器振荡相关的主要参数是重要的。非线性最小二乘（LS）方法可以应用于两阶段识别试验。

$\{\bar{x}(t)\mid t=t_0,t_0+T_s,\cdots,t_0+(N_p-1)T_s\}$ 是表示采样噪声正弦曲线信号的一个数据系列，其中，N_p 是点总数，T_s 是采样周期及 t_0 是初始时间。真实的信号是

$$x(t)=A\sin(\omega t+\theta) \tag{3.15}$$

问题优化是要找到一个参数集合使性能指标极小，如 $J(A,\ \omega,\ \theta)$ 为

$$J(A,\omega,\theta)=\sum_{j=0}^{N_p-1}\left[\bar{x}(t_0+jT_s)-x(t_0+jT_s)\right]^2 \tag{3.16}$$

这显然是一个非线性最小二乘问题。这个问题可以简化为二阶段线性最小二乘识别问题。

1. 第一阶段：固定 ω

当 ω 是固定的，公式（3.16）可转换为线性 LS 问题。定义

$$\alpha_1=A\sin(\theta)\qquad \alpha_2=A\cos(\theta) \tag{3.17}$$

对于给定的 ω，优化问题就是要找到 A 和 θ，使 $J_\omega(A,\theta)$ 极小，其中

$$j_\omega(A,\theta) = \sum_{j=0}^{N_p-1}\{\bar{x}(t_0+jT_s) - \alpha_1\sin[\omega(t_0+jT_s)] - \alpha_2\cos[\omega(t_0+jT_s)]\}^2 \tag{3.18}$$

这显然是一个线性最小二乘问题，可以直接解决。

2. 第二阶段：改变 ω

参数优化过程可以在估计值附近的频率 ω 的范围内重复。它可以定义为

$$\min_{A,\omega,\theta} J(A,\omega,\theta) = \min_{\omega}\{\min_{A,\theta} J_\omega(A,\theta)\} \tag{3.19}$$

这样，可以得到完整的最优参数集（A，ω，θ）。

图 3.15 所示为从继电反馈试验嘈杂的振荡信号里提取的正弦包络。

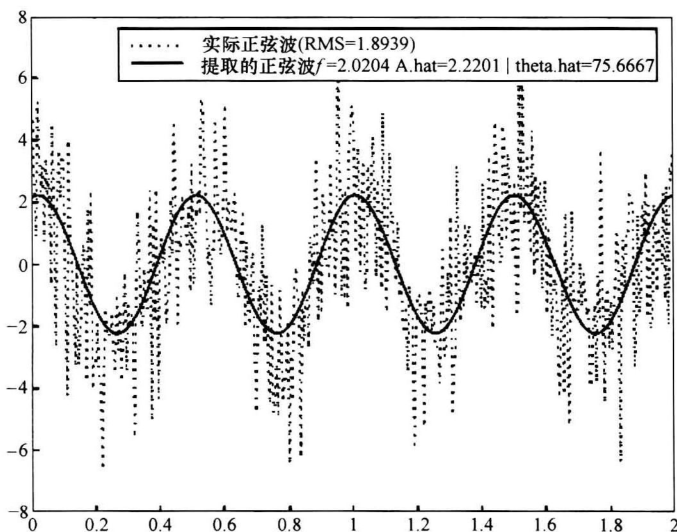


图 3.15　噪声正弦信号的特征提取

3.4　试验

在本节中，试验结果用来说明该继电器方法的效果。试验设置与 2.2.9 节所提类似。

两个继电器试验都按照在第 3.2 节描述的程序进行。确定 $T_p=0.073$。摩擦参数被确定为 $f_1=0.238$ 和 $f_2=0.001$。从两个试验产生的极限环振荡显示在图 3.16 和图 3.17 中。图 3.16 所示为第一个继电器试验的输入输出信号，图 3.17 所示为第二个继电器试验的输入输出信号。

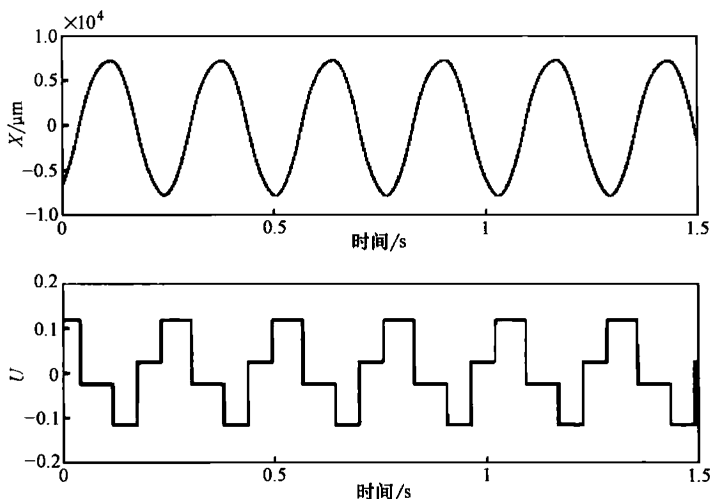


图 3.16　第一个继电器试验的输入输出信号

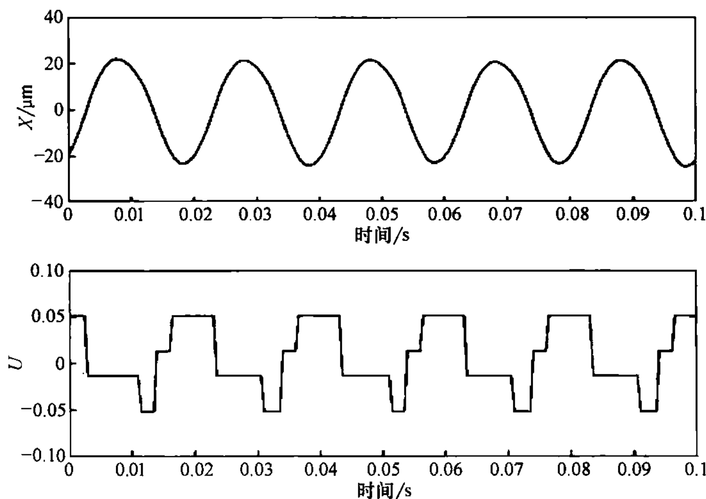


图 3.17　第二个继电器试验的输入输出信号

利用模型参数，PID 反馈控制器和前馈摩擦补偿器能够较好地初始化。整体控制系统如图 3.18 所示。由于机械结构及系统其他部分具有固有和未建模的高频动态，该未建模高频动态不应被激活，因此使用小自适应增益。

图 3.19 和图 3.20 显示了一个参考正弦剖面的跟踪性能，对比有和没有前馈摩擦补偿器的情况。显然，有了摩擦补偿器，均方根（RMS）的跟踪误差值可大大减少，从 11.2μm 降到 1.01μm 左右。

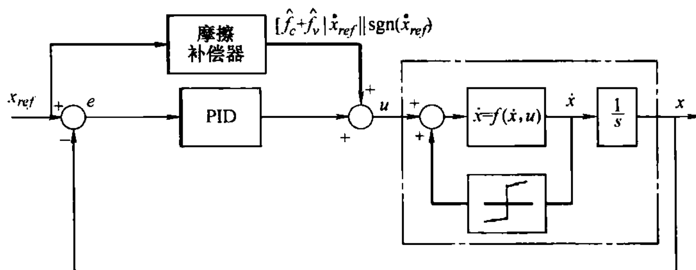


图 3.18　具有摩擦预补偿器的 PID 的控制系统

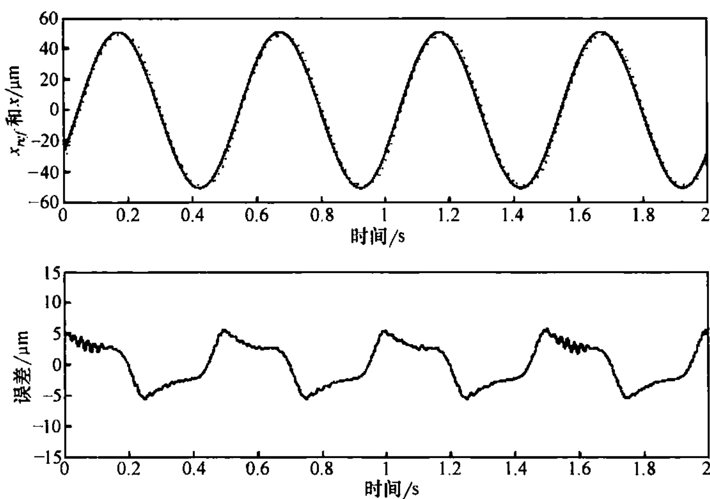


图 3.19　没有摩擦补偿的跟踪性能

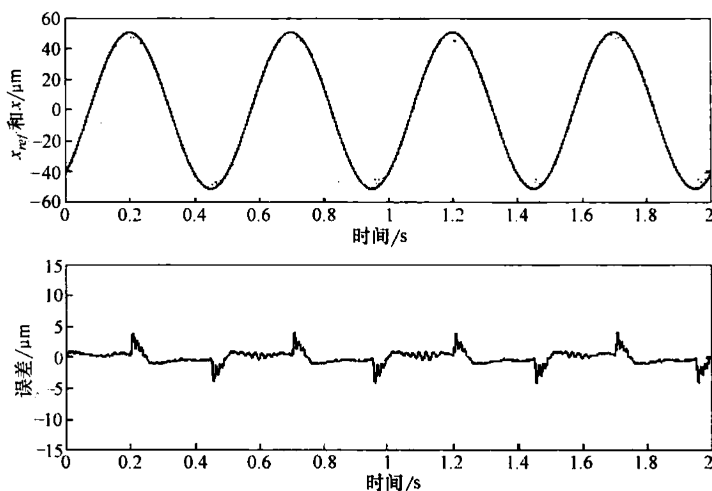


图 3.20　有摩擦补偿的跟踪性能

第 4 章　龙门系统的协调运动控制

在长行程、高精度笛卡儿机器人系统的各种配置中，目前较为普遍的是 H 型的移动龙门系统。在这种配置中，两个电动机平行安装在两边，同时串级移动滑动式龙门。精密龙门起重机平台如图 4.1 所示。该龙门系统有四个子集，即 X 和 Y 轴子集，平面平台和两个正交导引杆。当我们主要关注定位精度时，通常通过使用直接驱动直线电动机和安装静压轴承来获得最佳性能。另一个结构相似的 H 型龙门台如图 4.2 所示。它由两个 X 轴伺服电动机：SEMs MT22G2-10 和一个 Y 轴伺服电动机：Yaskawa 公司的 SGML-01AF12 组成。这种龙门配置已经在港口移动式起重机上使用，轧机和飞剪中也有应用。

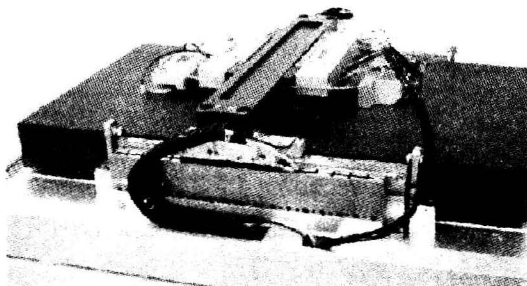


图 4.1　精密龙门起重机平台

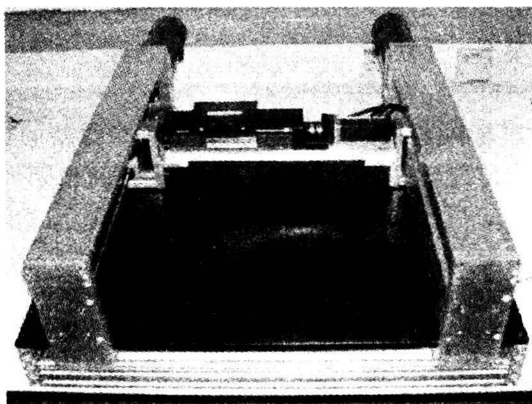


图 4.2　另一种结构相似的 H 型龙门台

通常移动龙门平台设计提供高速、高精度 X、Y 和 Z 方向的运动，可以方便在平板显示器自动化流程、印制电路板制造、精密计量和电路装配等领域应用，这方面的应用需要高精度的部件定位。由于双驱动器的缘故，平台配备了高功率驱动，因此如果两驱动器适当的协调和同步运动，它可以产生高速运动且无重大横向偏移。在某些应用中，如晶片步进器和双驱动器中也可以用于产

生一个小的 θ 旋转运动，而不用任何附加的旋转执行器。随着精密工程和纳米技术的发展，系统提出的要求也日趋严格。移动龙门台的应用领域也正在迅速扩大。到目前为止，几乎所有的精密机械制造商都提供某种形式的移动龙门台。

为了充分利用笛卡儿台的配置潜力，对于控制系统的挑战比较高。除了单个电动机的精确运动控制，它们相互高效同步也极为重要。由于不同的驱动和电动机的特性，龙门的非均匀载荷分布、附加末端效应及可能时变的热机械特性都会产生位置偏移。高效同步可以减少因以上原因而发生的位置偏移。特别是动态负载变化具有相当的不对称性质，扰动的形式需要恰当处置。本章专门介绍移动龙门的机器人系统的精密运动控制，因为这些方面已经迅速成为重要的实现技术，它促进了高度准确运动过程的实现。

本章首先介绍商业运动控制平台的流行控制方法。这些计划的功能和局限性将通过模拟和试验进行研究和对比。第一种方案是设置一个电动机为主电动机，另一个为从电动机，命令信号只传送给主电动机，从电动机只是跟踪主电动机的运动。第二种方案则分别处理两台电动机可能不同的动态特性，为每台电动机设置了独立的控制回路，服从共同的指令信号，其配置与监控相似。然而，与第一种方案类似，该方案仍然没有一个真正的轴间运动偏差反馈协调控制。第三种方案设计了一个具有扰动增强观测器的复合控制器，用来克服前面提到的控制器的不足。扰动观测器的主要功能是充当一个虚拟传感器，根据当时的输入和输出信号及可利用的系统模型，来获得等效扰动信号。这样，利用扰动的观测器信号，扰动引起的偏差就可以得到有效的自动纠正。

为了克服以上方案中提到的缺陷，本章提出一个最新的动态平台控制方案。该方法采用了自适应控制算法，算法基于平台的动态拉格朗日模型。模型足够详细可以解决主要控制问题，而且概括性很强，涵盖了 H 型龙门平台的不同类型。此外，只有两个基本参数（长度和宽度）需要进行测量。本章提供了两个模拟和试验结果，用来说明该控制方案的相对性能和竞争优势。

4.1 协调控制方案

下面介绍三个适用于控制移动龙门平台的先进控制方案。前两个方案是现有的工业运动控制器普遍应用的方案。

4.1.1 经典主/从方法

所谓的经典主/从办法，是选择一个电动机作为两个电动机中的主电动机。这个主电动机直接执行期望轨迹。主电动机编码器也用来作为主编码器，同时为

从电动机服务。因此，在本质上，从电动机仅仅跟随主电动机的运动。图 4.3 所示为主/从控制方案框图。

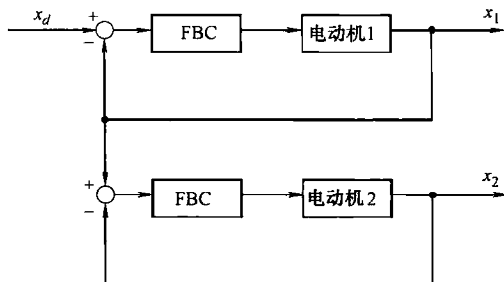


图 4.3　主/从控制方案框图

这种方法相对比较简单，它的作用就好像一个单一电动机在驱动运动。点动或归位移动时，这种方法也是有效的。命令主电动机点动或归位，从电动机仅仅跟着运动。然而，该方法实现的轨迹跟踪性能相当有限，因为主电动机实际的轨迹成了接受指挥的从电动机的轨迹。显然，主电动机的实际轨迹绝不可能像指令轨迹那样平滑而准确。假如实际轨迹现在成了从电动机的指令轨迹，从电动机的实际轨迹甚至会比预期的偏离更多。龙门系统尤其是这样，因为两个电动机可能会有相同的共振频率。主电动机振荡将不可避免地被传送到从电动机，而且被明显放大。此外，当从电动机遇到干扰，主电动机也将无法获知这一情况，不能妥善解决这一问题。

4.1.2　设定点协调控制

设定点的协调控制方法是将两台电动机分配给同一协调系统的同一轴线。一个监控运动的程序通过两台电动机驱动该轴，两台电动机共享此前为该轴规划的一个相同的指令轨迹。两个电动机各自的伺服环路要尽可能地使实际轨迹与指令轨迹保持接近，因为它们都有自己各自的伺服环路。假定两个电动机具有紧密的伺服环路，此方法为龙门台提供了电动机之间的紧密而平滑的联系。图 4.4 所示为设定点协调控制方案框图。

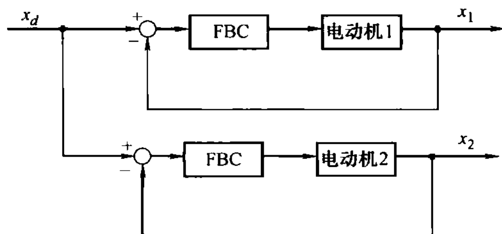


图 4.4　设定点协调控制方案框图

因为跟随指令轨迹运动的电动机缺陷不会直接影响到其他的电动机，所以一般情况下这个方案优于经典主/从方法。这种控制形式的主要问题是由于两台电动机的动力差异或负荷差异引起的，这种情况下电动机的位置有可能有相当大的差异。

4.1.3 整体协调控制

控制系统总体结构如图 4.5 所示。

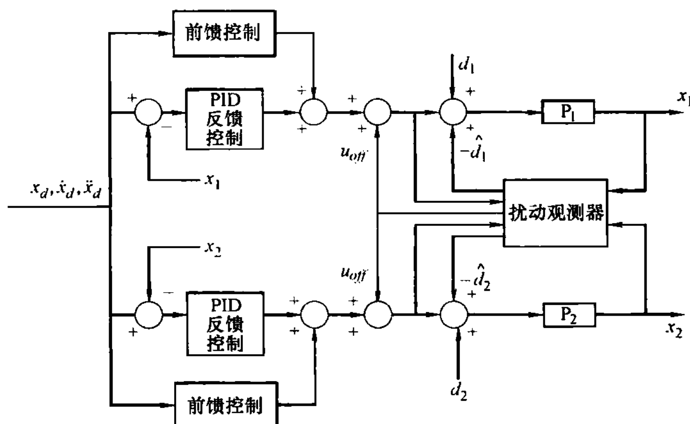


图 4.5　控制系统总体结构

控制系统总体结构中，前馈控制和反馈控制部件的设计类似于在 2.2.5 节中介绍的内容。一个精密龙门系统可实现的性能不可避免地，同时也是非常明显地受制于出现的干扰量。由于干扰在电动机间均匀分布，可以采用扰动的观测器来强化复合控制器。

图 4.6 所示为控制系统中干扰观测器框图，该控制系统采用实际干扰估计，从干扰观测器推算补偿干扰误差。x_i，u_i，d_i 和 $\hat{d}_i$ 分别代表位置信号、控制信号、与 i 轴有关的实际干扰信号和干扰观测器估计信号。u_{off}代表构成的控制信

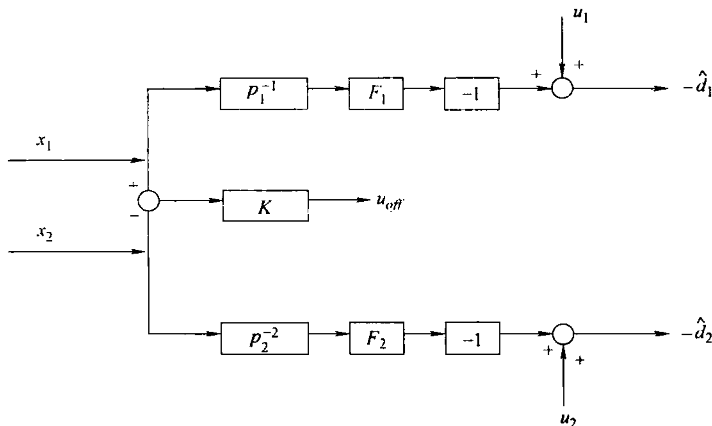


图 4.6　干扰观测器框图

号，用以校正轴间偏差。它可以是P或PI控制器的输出。如果测量噪声可以容忍，可能与滤波器一起增加微分装置，提供微分配置校正偏差。扰动观测器基于x_i输出和控制信号u_i来估计干扰。P_i表示实际的系统。$P_{n,i}$表示标称系统。干扰设计见2.6节介绍的内容。这种设计具有几个重要的和有用的功能。首先，它采用了前馈部件以实现快速响应。该前馈部件的模型包含了与伺服电动机有关的特征，包括具体的摩擦、波纹和其他可能的阻碍扭矩的特征。其次，最优PID反馈控制器的设计采用基于LQR（线性二次调节器）的方法。这种PID反馈控制的目的是提供最佳的命令响应和稳定性。如果其他状态变量可以测量，全状态反馈控制器可以设计实现更多增强和提升性能的、类似的设计规则。最后，干扰观测器是增强的复合控制结构，提供了快速响应负载扰动和其他两台发动机不对称外源信号的作用。这一功能尤其有用，因为负荷干扰是主要因素，它影响着控制性能，尤其在电动机共同携带动态和不对称负荷时，例如，整个龙门运行的附加伺服系统。

4.2　仿真研究

针对所提出的三个控制方案进行仿真。仿真在基于永磁直线电动机（PMLM）的移动龙门台上进行。仿真结果表明，使用不同的模型参数，两个发动机就必然呈现不同的动力性能。此外，动态负载变化的仿真如图4.7所示。

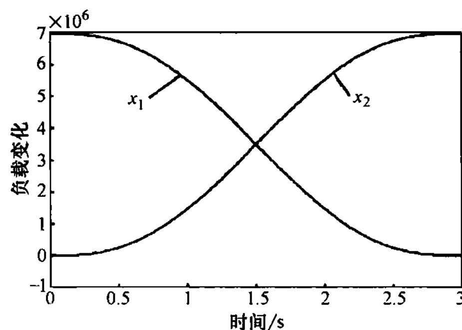


图4.7　动态负载变化的仿真

4.2.1　控制任务

为仿真研究，移动龙门台的期望轨迹设置为五阶多项式，如图4.8所示。根据单个伺服回路的跟踪误差和回路内运动偏移来评价控制性能。

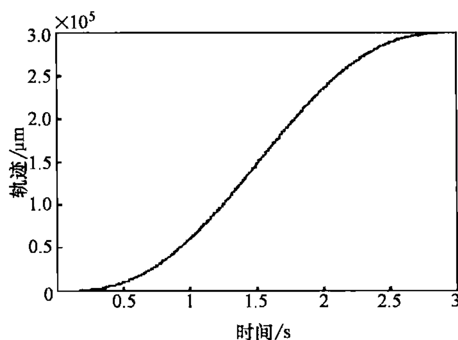


图 4.8　期望的轨迹

4.2.2　结果

1. 方案 1：经典主/从方法

双直线电动机 x_1 和 x_2，分别作为主从电动机。x_1 的实际位置被用作 x_2 的伺服回路的运动命令信号。微调这两个伺服回路 PID 控制器，来获得最佳性能。两个回路的跟踪误差如图 4.9 所示。最大跟踪误差约 7μm，即沿整个轨迹两轴间的

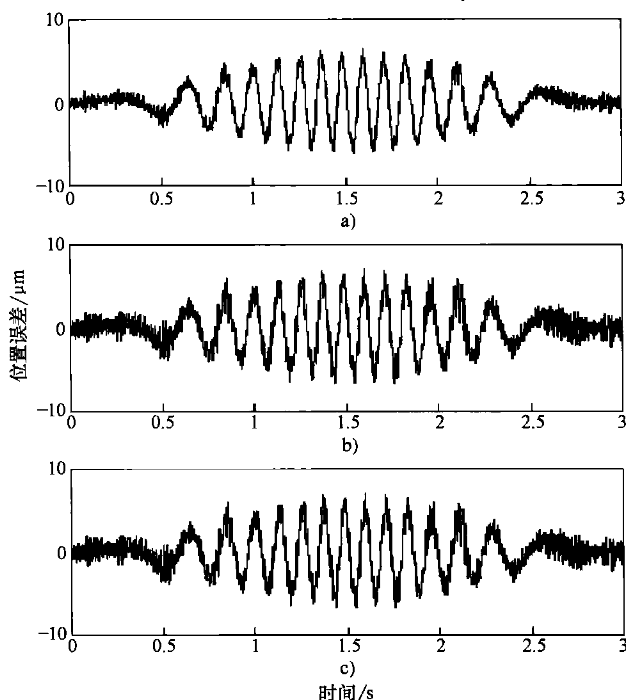


图 4.9　两个回路的跟踪误差

a）经典主/从控制下 x_1 轴的跟踪误差　b）经典主/从控制下 x_2 轴的跟踪误差

c）经典主/从控制下间轴位置偏差

位置偏移量大约7μm，这反映了控制方案轴间协调差。

2. 方案2设定点协调控制

根据设定点协调控制方案，两轴各有各的反馈控制回路，但没有轴间位置偏差反馈到每一个控制器。该案例使用了在方案1中用到的同样的PID控制器。结果如图4.10所示，单独的控制回路实现了6.2μm最大跟踪误差，位置轴间偏置3.2μm。

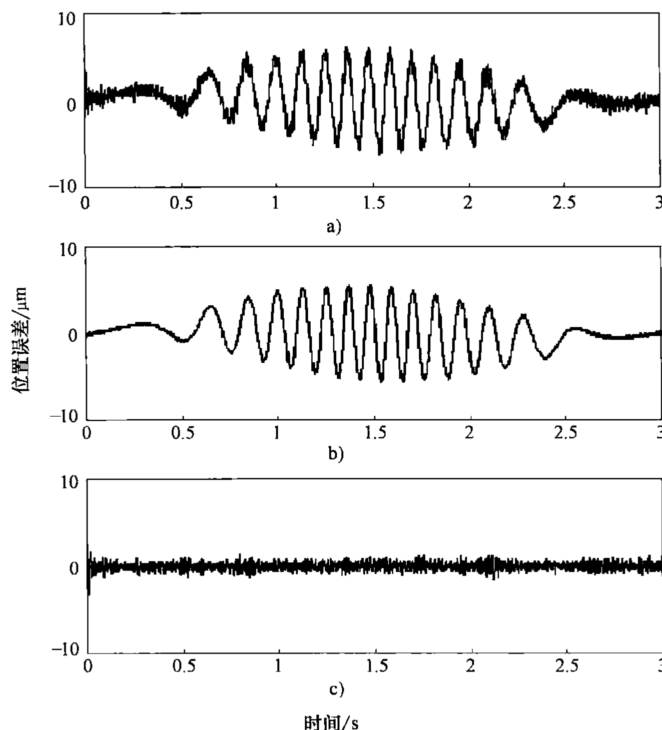


图4.10　设定点协调控制的结果

a）设置点协调控制下的 x_1 轴跟踪误差　b）设置点协调控制下的 x_2 轴跟踪误差

c）设置点协调控制下的位置轴间偏置

3. 方案3整体协调控制

在本案例中，除了单独的控制回路，轴间位置偏移用来为协调目的而构造一个额外控制输入。结果如图4.11所示，单个控制回路实现的最大跟踪误差为3.2μm，轴间位置偏移小于2.7μm。平均偏移低于设定点协调控制设置的案例。

仿真研究表明，无论是每个轴的跟踪误差还是轴间位置偏移，整体协调控制明显具有更佳性能。

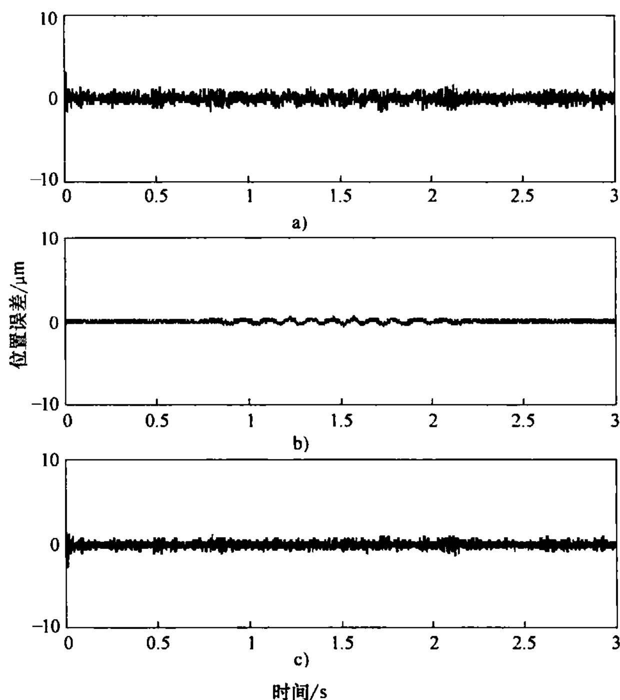


图4.11　整体协调控制的结果

a）整体协调控制下 x_1 轴跟踪误差　b）整体协调控制下 x_2 轴跟踪误差

c）整体协调控制定位轴间偏置

4.3　试验

试验采用两个 XY 工作台配置实时进行，安装了 2.5μm 高分辨率数字编码器的电动机 x 和电动机 y。其中 MT22G2 DC 伺服电动机参数如表4.1 所示。一个工作台为移动龙门式配置，两台电动机负载沿 x 方向驱动。图 4.12 所示为该工作台的照片。另一个工作台是更为常规的配置，两台电动机各自沿着 x 和 y 方向驱动，另一个工作台的照片如图 4.13 所示。

表 4.1　MT22G2 DC 伺服电动机参数

参　　数	单　　位	MT22G2-10 的数值
力矩常数 K_f	N/A	0.10
无刷电枢阻抗 R	Ω	0.63
EMF 电压常数 K_e	V · s/r	0.10
电枢电感 L	mh	2.1
最大速度	r/min	5000

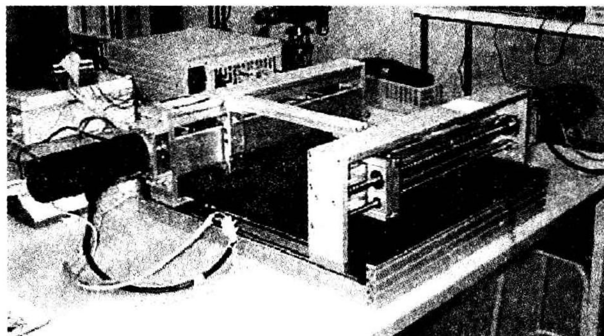


图4.12 工作台照片

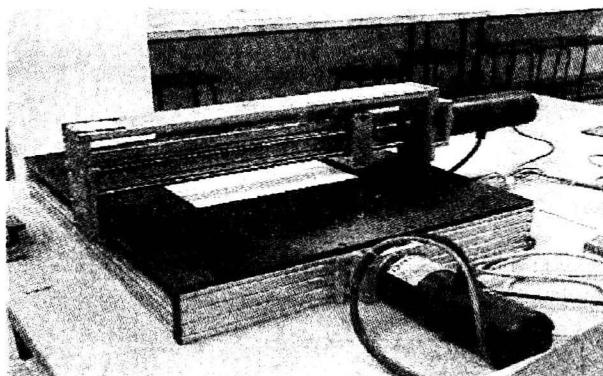


图4.13 另一个工作台的照片

对于第二个配置，在试验中的控制任务是尽可能准确和直接地执行XY对角线。这些有关精确的对角线运动的要求对于机器几何属性的校准是必不可少的。显然，在此应用中，电动机x和y之间的紧密协调对于移动龙门台要求是同样重要的。

4.3.1 XY工作台——配置I

1. 方案1：主/从控制

试验结果如图4.14所示。单个控制回路实现的最大跟踪误差是15μm，轴间位置偏差多达16μm。在高精度的应用中，此偏置可能会出现问题，导致无法实现所需的运动精度，以及出现机械校准问题。

2. 方案2：设定点协调控制

试验结果如图4.15所示。单独控制回路实现的最大跟踪误差为13μm。x_1和x_2两轴之间的轴间位置偏移达到8μm，比主/从控制条件下的结果更好。

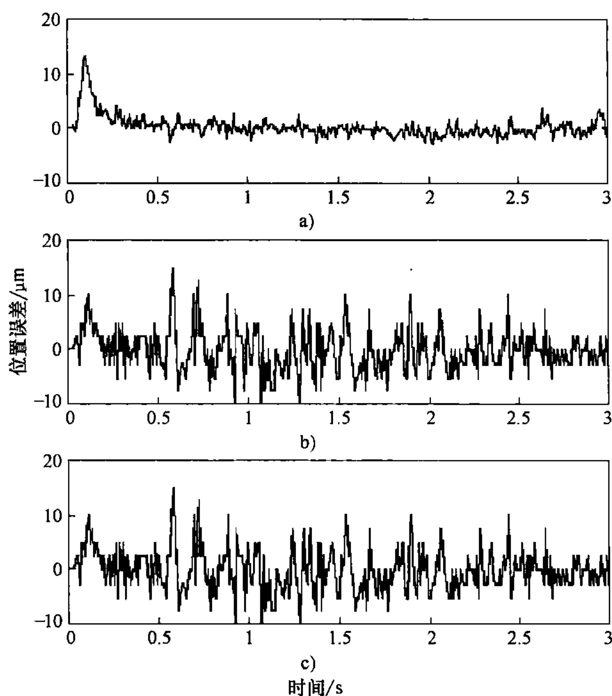


图 4.14　主/从控制的试验结果

a）主/从控制下的 x_1 轴的跟踪误差　b）主/从控制下的 x_2 轴的跟踪误差

c）主/从控制下的轴间位置偏移

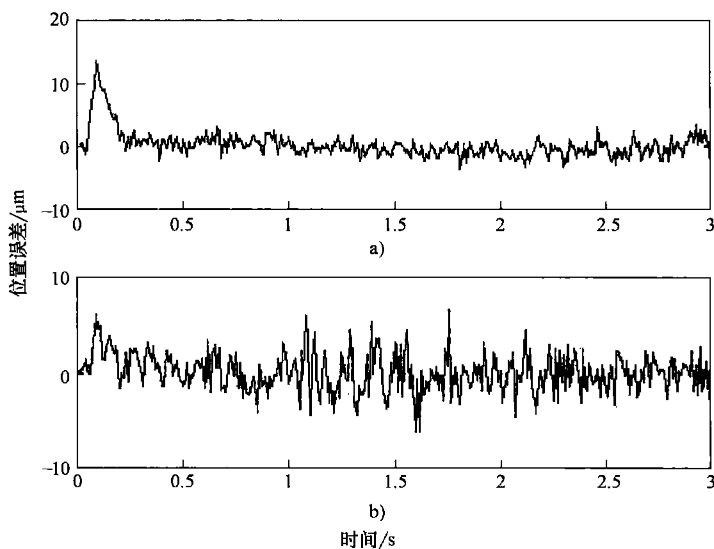


图 4.15　设定点协调控制的试验结果

a）设定点协调控制下的 x_1 轴的跟踪误差　b）设定点协调控制下的 x_2 轴的跟踪误差

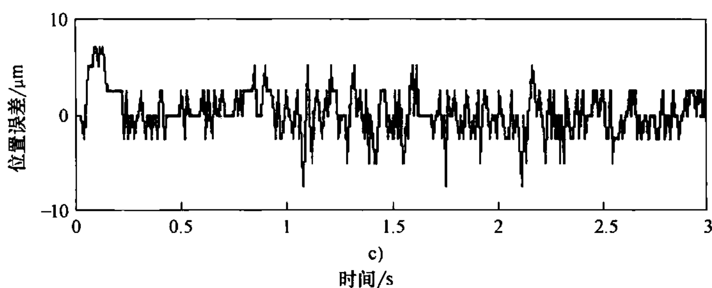


图4.15　设定点协调控制的试验结果（续）

c）设定点协调控制下的轴间位置偏移

3. 方案3：整体协调控制

试验结果如图4.16所示。单独控制回路存在的最大跟踪误差为12μm。最大两轴 x_1 和 x_2 轴间位置偏移只有5μm，三个控制方案相比，这个结果是最好的。

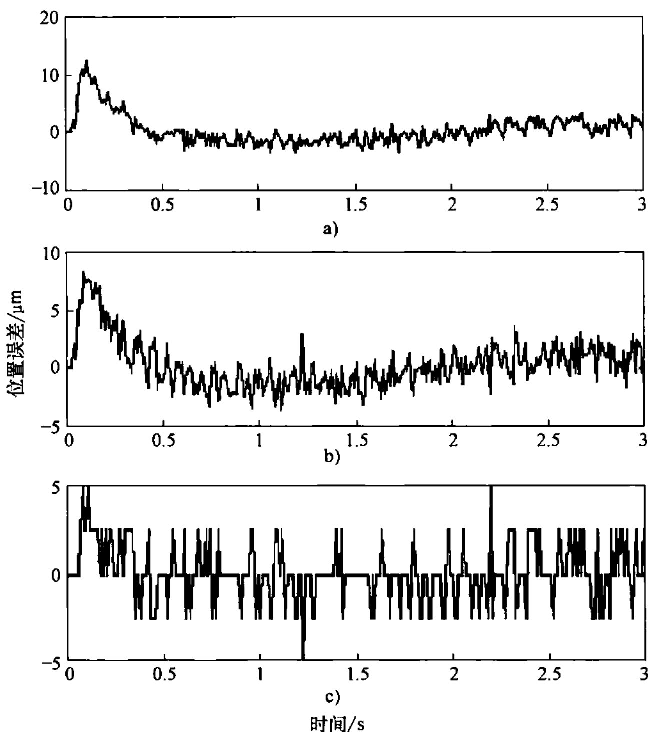


图4.16　整体协调控制方案的试验结果

a）整体协调控制下的 x_1 轴跟踪误差　b）整体协调控制下的 x_2 轴跟踪误差

c）整体协调控制下的位置轴间偏移

4.3.2 XY 图表——配置Ⅱ

1. 方案1：主/从控制

试验结果如图 4.17 所示。单独控制回路存在的最大跟踪误差为 12μm。

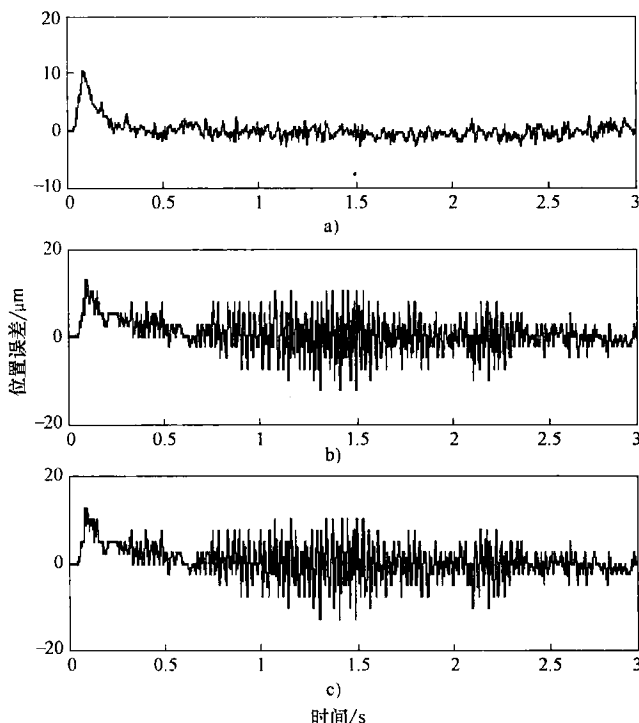


图 4.17 主/从控制方案的试验结果

a) 主/从控制下的 x 轴跟踪误差 b) 主/从控制下的 y 轴跟踪误差 c) 主/从控制下的位置轴间偏移

2. 方案2：设定点协调控制

试验结果如图 4.18 所示。单个控制回路实现的最大跟踪误差为 8μm。

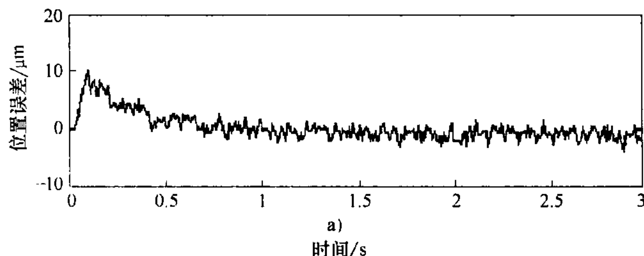


图 4.18 设定点协调控制方案的试验结果

a) 设定点协调控制下的 x_1 轴跟踪误差

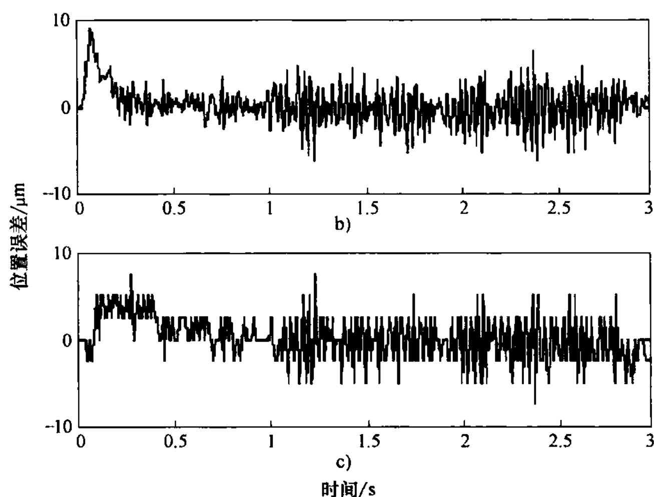


图4.18　设定点协调控制方案的试验结果（续）

b）设定点协调控制下的y轴跟踪误差　c）设定点协调控制下的位置轴间偏移

3. 方案3：整体协调控制

试验结果如图4.19所示。单个控制回路的最大跟踪误差记录为6μm。图4.20中比较了因使用三个方案而各自产生的轴间偏移。显然，在整体协调控制下，单个回路和轴间位置偏移的跟踪误差均有显著改善。

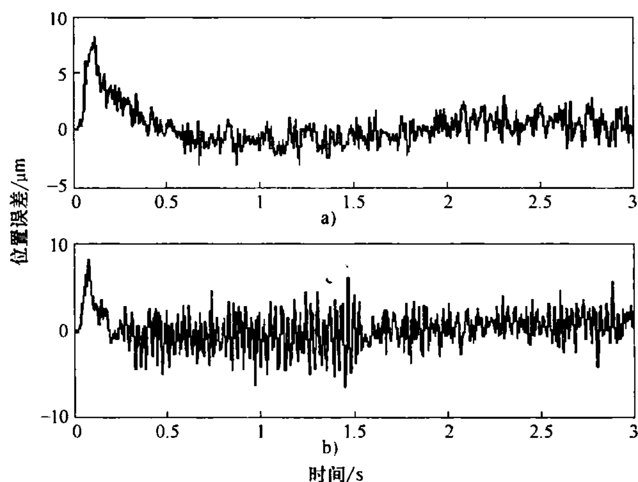


图4.19　整体协调控制方案的试验结果

a）整体协调控制在x轴下的跟踪误差　b）整体协调控制在y轴下的跟踪误差

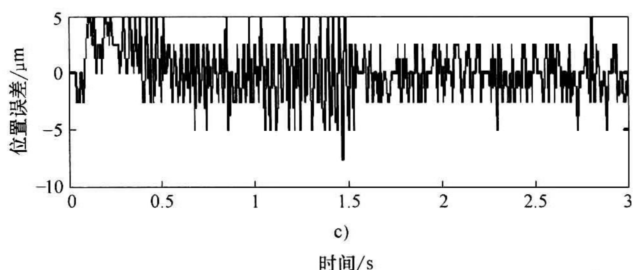


图 4. 19　整体协调控制方案的试验结果（续）

c）整体的协调控制的位置轴间偏移

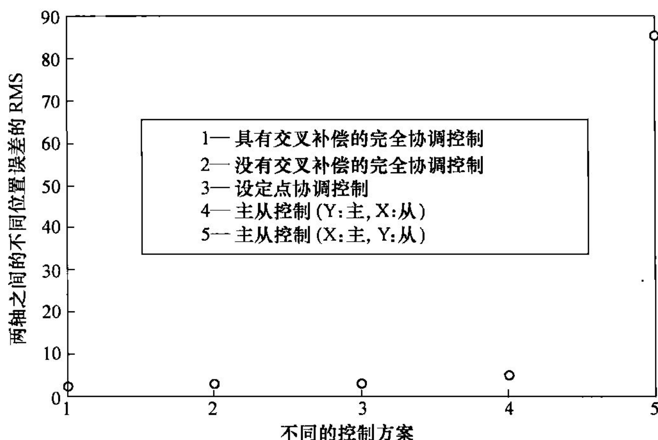


图 4. 20　不同的控制方案位置跨轴偏移的 RMS 比较

4. 4　自适应协调控制方案

在前面的内容中，提出的控制方法实质上是非参数化方案，或是部分参数化方案，基于线性主导的线性模型，没有明确对交叉轴效应建模。在要求更严格的应用里，沿 X 和 Y 方向的耦合和干扰及可能本质上不对称的负荷变化，也许需要适当的处理。在本节中，基于物理模型设计了一个自适应控制方案，该方案能够在没有太多的先验信息假设情况下自适应地估计模型参数。

4. 4. 1　龙门台的动态建模

虽然有各种配置的 H 型龙门台，它们中的很多在本质上是相似的。一个典型的龙门台可看做三个自由度的伺服机构，该机构在图 4. 21 的示意图中可以得到充分的描述。两个伺服电动机携带龙门，上面安装负载（如工具）的滑

道/轨。其中一个电动机产生直线位移 x_1（量度起始为0），而另一台电动机产生直线位移 x_2。最理想的是 $x_1=x_2$，但在实践中它们可能会有所不同，这是每一台电动机的动态性能不同造成的，并且由于沿龙门滑块移动而出现动态负载。龙门台中央点 C 因此被限制沿着两自由度虚线移动。从原点 O 到中央点 C 的位移表示为 x。由于 x_1 和 x_2 之间的偏差，龙门还可能垂直于图4.21所示的平面，顺着一个轴旋转，这个转角表示为 θ。相对于龙门的滑块运动表示为 y。另外，假定龙门是对称的，从 C 到滑块重心 S 的距离表示为 $d=w+v$。

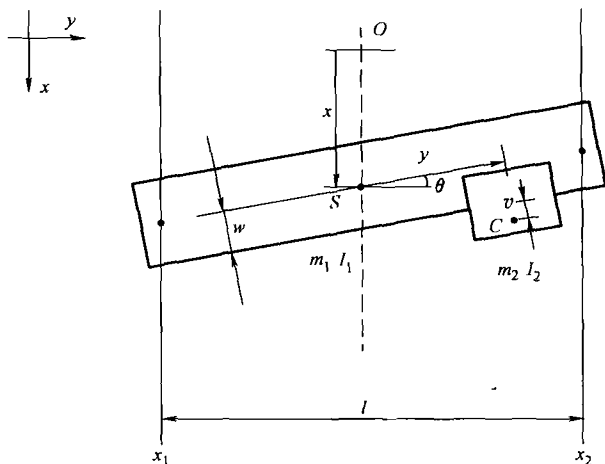


图4.21　三自由度结构

有了龙门台系统的表述，接下来要进行龙门台的动态建模。由 m_1 和 m_2 分别表示该龙门和滑块的质量。l 为龙门手臂的长度，I_1、I_2 分别表示龙门手臂和滑块转动惯量/惯性矩(假设 $I_1=m_1(l/2)^2$，$I_2=m_2\left(\frac{l}{2}+y\right)^2$)，且 $X=[x\ \theta\ y]^{\mathrm{T}}$，其中 $x=x_1+\frac{x_2-x_1}{2}$（参见图4.21）。

m_i，$i=1$，2 的位置如下

$$x_{m1}=x \tag{4.1}$$

$$y_{m1}=0 \tag{4.2}$$

$$x_{m2}=x+d\cos\theta-y\sin\theta \tag{4.3}$$

$$y_{m2}=y\cos\theta+d\sin\theta \tag{4.4}$$

导致的相应速度为

从而导出

$$v_{m1}=\begin{bmatrix}\dot{x}\\0\end{bmatrix} \tag{4.5}$$

$$v_{m2}=\begin{bmatrix}\dot{x}-d\dot{\theta}\sin\theta-\dot{y}\sin\theta-y\dot{\theta}\cos\theta\\ \dot{y}\cos\theta-y\dot{\theta}\sin\theta+d\dot{\theta}\cos\theta\end{bmatrix} \tag{4.6}$$

因此，总动能可以计算为

$$\begin{aligned}K&=\frac{1}{2}m_1v_{m1}^{\mathrm{T}}v_{m1}+\frac{1}{2}m_2v_{m2}^{\mathrm{T}}v_{m2}+\frac{1}{2}(I_1+I_2)\dot{\theta}^2\\&=\frac{1}{2}(m_1+m_2)\dot{x}^2+\frac{1}{2}(I_1+I_2+m_2y^2+m_2d^2)\dot{\theta}^2\\&\quad+\frac{1}{2}m_2\dot{y}^2-\dot{x}\ \dot{\theta}m_2[d\sin\theta+y\cos\theta]-\dot{x}\dot{y}m_2\sin\theta+\dot{\theta}\dot{y}m_2d\end{aligned} \tag{4.7}$$

可进一步写成

$$K=\frac{1}{2}\dot{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}\,\dot{X} \tag{4.8}$$

其中，$\boldsymbol{D}$ 是下面公式给出的惯性矩阵

$$\boldsymbol{D}=\begin{bmatrix}m_1+m_2 & -m_2d\sin\theta-m_2y\cos\theta & -m_2\sin\theta\\ -m_2d\sin\theta-m_2y\cos\theta & I_1+I_2+m_2y^2+m_2d^2 & m_2d\\ -m_2\sin\theta & m_2d & m_2\end{bmatrix} \tag{4.9}$$

下一步，科里奥利斯（Coriolis）和离心力矩阵 $\boldsymbol{C}$ 的元素可以得出如下

$$\boldsymbol{C}_{ij}=\sum_{k=1}^{3}(c_{ijk}\dot{q}k)\ , \tag{4.10}$$

其中，$\dot{q}_1$，$\dot{q}_2$ 和 $\dot{q}_3$ 分别代表 x，θ 和 y 的导数，克里斯托费尔（Christoffel）符号 c_{ijk}，计算如下

$$c_{ijk}=\frac{1}{2}\left[\frac{\partial d_{ij}(q)}{\partial q_k}+\frac{\partial d_{ik}(q)}{\partial q_j}+\frac{\partial d_{jk}(q)}{\partial q_i}\right] \tag{4.11}$$

其中，d_{ij}代表了惯量矩阵 $\boldsymbol{D}$ 的第 i 行和第 j 列的元素。代入公式假定惯性方程（4.9）I_1 和 I_2 并计算公式（4.11），矩阵 C 可以表示为

$$C=m_2\begin{bmatrix}0 & C_{01} & -\dot{\theta}\cos\theta\\ C_{01} & C_{02} & \left(\frac{l}{2}+2y\right)\dot{\theta}-\dot{x}\cos\theta\\ -\dot{\theta}\cos\theta & \left(\frac{l}{2}+2y\right)\dot{\theta}-\dot{x}\cos\theta & 0\end{bmatrix} \tag{4.12}$$

其中

$$C_{01}=y\dot{\theta}\sin\theta-d\dot{\theta}\cos\theta-\dot{y}\cos\theta$$

$$C_{02}=(y\sin\theta-d\cos\theta)\dot{x}-\left(\frac{l}{2}+2y\right)\dot{y}$$

最后，动态模型表示为

$$D\ddot{X}+C\dot{X}+BF=BU \tag{4.13}$$

其中

$$B=\begin{bmatrix}1 & 1 & 0\\ l\cos\theta & -l\cos\theta & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{4.14}$$

$$F=[F_{x1},F_{x2},F_y]^{\mathrm{T}} \tag{4.15}$$

$$U=[u_{x1},u_{x2},u_y]^{\mathrm{T}} \tag{4.16}$$

由于 F_{x1}，F_{x2}，F_y 是摩擦力，u_{x1}，u_{x2}，u_y 是沿 x_1，x_2 和 y 分别产生的机械力。摩擦力 F 假设用塔斯廷模型充分描述，

$$F_z=d_z\dot{z}+f_z\mathrm{sgn}(\dot{z}) \tag{4.17}$$

其中，z 代表 x_1，x_2 或 y。

4.4.2　基于模型的自适应控制设计

对于实际的真实系统来说，准确获取模型 m_1，m_2，d_i和$f_i(i=x_1,x_2,y)$的精确值是一个具有挑战性和艰巨的任务。为此，构造了基于动态模型设计的自适应控制器。

定义滤波误差 $s=\Lambda e+\dot{e}$，其中 $e=X_d-X$，X_d 代表所需的轨迹，可以二次微分；Λ 是用户定义的参数。因此，公式（4.13）可以表示为

$$D\dot{s}=D(\Lambda\dot{e}+\ddot{X}_d)+C\dot{X}+BF-BU \tag{4.18}$$

参数 D，C 和 F 可进一步表示为

$$D=m_1D_0+m_2D_1 \tag{4.19}$$

$$C=m_2C_0 \tag{4.20}$$

$$F=\sum_{i=1}^{3}(d_iF_{0i}+f_iF_{1i}) \tag{4.21}$$

其中，各种系数（D_0，D_1 等）如方程（4.22）~方程（4.30）所示。

$$D_0=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & (l/2)^2 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix} \tag{4.22}$$

$$D_1=\begin{bmatrix}1 & -d\sin\theta-y\cos\theta & -\sin\theta\\ -d\sin\theta-y\cos\theta & \left(\frac{l}{2}+y\right)^2+y^2+d^2 & d\\ -\sin\theta & d & 1\end{bmatrix} \tag{4.23}$$

$$C_0=\begin{bmatrix} 0 & C_{01} & -\dot{\theta}\cos\theta \\ C_{01} & C_{02} & \left(\frac{l}{2}+2y\right)\dot{\theta}-\dot{x}\cos\theta \\ -\dot{\theta}\cos\theta & \left(\frac{l}{2}+2y\right)\dot{\theta}-\dot{x}\cos\theta & 0 \end{bmatrix} \tag{4.24}$$

$$F_{01}=[\dot{x}_1,0,0]^{\mathrm{T}} \tag{4.25}$$

$$F_{02}=[0,\dot{x}_2,0]^{\mathrm{T}} \tag{4.26}$$

$$F_{03}=[0,0\ \dot{y}]^{\mathrm{T}} \tag{4.27}$$

$$F_{11}=[sgn(\dot{x}_1),0,0]^{\mathrm{T}} \tag{4.28}$$

$$F_{12}=[0,sgn(\dot{x}_2),0]^{\mathrm{T}} \tag{4.29}$$

$$F_{13}=[0,0,sgn(\dot{y})]^{\mathrm{T}} \tag{4.30}$$

令

$$V=\frac{1}{2}\dot{D}=m_2V_0 \tag{4.31}$$

因此，V_0可以表示为

$$V_0=\frac{1}{2}\begin{bmatrix} 0 & V_{01} & -\dot{\theta}\cos\theta \\ V_{01} & 2\left(\frac{l}{2}+y\right)\dot{y}+2y\dot{y} & 0 \\ -\dot{\theta}\cos\theta & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{4.32}$$

和

$$V_{01}=d\dot{\theta}\cos\theta-\dot{y}\cos\theta+y\dot{\theta}\sin\theta$$

现在，滤波误差方程（4.18）可以重新写为

$$D\dot{s}=-Vs+m_1D_0(\Lambda\dot{e}+\ddot{X}_d)+m_2[V_0s+D_1(\Lambda\dot{e}+\ddot{X}_d)+C_0\dot{X}] \\ +\sum_{i=1}^{3}(d_iBF_{0i}+f_iBF_{1i})-Bu \tag{4.33}$$

建议的自适应控制器给出如下

$$U=B^{-1}Ks+\hat{m}_1B^{-1}D_0(\Lambda\dot{e}+\ddot{X}_d) \\ +\hat{m}_2B^{-1}[V_0s+D_1(\Lambda\dot{e}+\ddot{X}_d)+C_0\dot{X}]+\sum_{i=1}^{3}(\hat{d}_iF_{0i}+\hat{f}_iF_{1i}) \tag{4.34}$$

随着适应规则如下

$$\dot{\hat{m}}_1=\gamma_1s^{\mathrm{T}}D_0(\Lambda\dot{e}+\ddot{X}_d) \tag{4.35}$$

$$\dot{\hat{m}}_2=\gamma_2s^{\mathrm{T}}[V_0s+D_1(\Lambda\dot{e}+\ddot{X}_d)+C_0\dot{X}] \tag{4.36}$$

$$\dot{\hat{d}}_i=\gamma_{3i}s^{\mathrm{T}}BF_{0i} \tag{4.37}$$

$$\dot{\hat{f}}_i=\gamma_{4i}s^{\mathrm{T}}BF_{1i} \tag{4.38}$$

其中，$K>0$ 是正定的，$\hat{m}_1$，$\hat{m}_2$，$\hat{d}_i$，$\hat{f}_i$ 分别为 m_1，m_2，d_i，f_i 估计数值。

4.4.3　稳定性分析

定义以下 Lyapunov 函数

$$v = s^{\mathrm{T}}Ds + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{m}_1^2 + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{m}_2^2 + \sum_{i=1}^{3}\left(\frac{1}{\gamma_{3i}}\tilde{d}_i^2 + \frac{1}{\gamma_{4i}}\tilde{f}_i^2\right) \tag{4.39}$$

其中，$\tilde{m}_1$，$\tilde{m}_2$，$\tilde{d}_i$，$\tilde{f}_i$分别为 m_1，m_2，d_i，f_i 估计误差。微分 v 和替代方程（4.33），方程（4.34）的控制律为

$$\begin{aligned}\dot{v} = & -2s^{\mathrm{T}}Ks + 2\tilde{m}_1 s^{\mathrm{T}}D_0(\Lambda\dot{e} + \ddot{X}_d) + 2\tilde{m}_2 s^{\mathrm{T}}[V_0 s + D_1(\Lambda\dot{e} + \ddot{X}_d) + C_0\dot{X}] \\ & + 2\sum_{i=1}^{3}s^{\mathrm{T}}(\tilde{d}_i BF_{0i} + \tilde{f}_i BF_{1i}) - 2\frac{1}{\gamma_1}\tilde{m}_1\dot{\hat{m}}_1 - 2\frac{1}{\gamma_2}\tilde{m}_2\dot{\hat{m}}_2 \\ & - 2\sum_{i=1}^{3}\left(\frac{1}{\gamma_{3i}}\tilde{d}_i\dot{\hat{d}}_i + \frac{1}{\gamma_{4i}}\tilde{f}_i\dot{\hat{f}}_i\right)\end{aligned} \tag{4.40}$$

结合方程（4.35）~方程（4.38）的自适应律，$\dot{v}$变成

$$\dot{v} = -2s^{\mathrm{T}}Ks \tag{4.41}$$

这意味着 s，$\hat{m}_1$，$\hat{m}_2$，$\hat{d}_i$，$\hat{f}_i$ 有界。根据定义的滤波误差方程，既然 Λ 是正定和 s 是有界的，接下来，e 也是有界的。这也意味着$\dot{e}$是有界的，反过来说，X，$\dot{X}$ 是有界的。此外，从公式（4.33）可以得出结论：$\dot{s}$是有界的，方程（4.41），连同 v 的定义，共同暗示了

$$\lim_{t\to\infty}Ks^2 = V(0) - \lim_{t\to\infty}V(\infty) \tag{4.42}$$

最后，应用巴尔巴拉特（Barbalat）引理，$\lim_{t\to\infty}s(t)=0$。

4.4.4　软件仿真

为了验证本方法的有效性，三个轴各自使用分离 PID 控制器的结果来比较应用龙门动态控制器模型软件版本开发的自适应控制器。每种情况都建立了 MATLAB 模拟研究。龙门的参数选择如下：

质量 $m_1=1\text{kg}$，$m_2=1\text{kg}$，长度 $l=0.415\ \text{m}$，距离 $d=0.015\text{m}$，摩擦参数是 $d_1=d_2=d_3=1$，和$f_1=f_2=f_3=1$，预期轨迹（位置、速度和加速度）如图 4.22 所示。轨迹将跨越 0.01m 的距离，定期每隔 4s，达到最高速度和加速度分别是 0.094m/s 和 0.145m/s^2。

对于 PID 控制器，使用了下面的 PID 控制法

$$u = K_p e + K_i\int e + K_d\frac{\partial e}{\partial t} \tag{4.43}$$

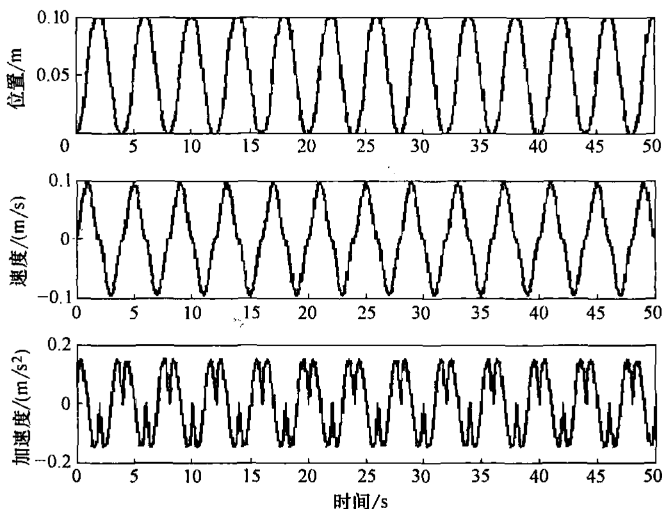


图 4.22　预期轨迹（位置、速度和加速度）

使用独立的轴控制，每轴承担相同的动力；在此仿真中，所有三个 PID 控制器调整为

$$K_p = 400,\ K_i = 50,\ K_d = 30。$$

自适应控制器参数配置为

$$\gamma_1 = 45\ 000$$

$\gamma_2 = 2\ 800$，$\gamma_{31} = 4\ 000$，$\gamma_{32} = 4\ 000$，$\gamma_{33} = 28\ 000$，$\gamma_{41} = \gamma_{42} = \gamma_{43} = 100$，$K = \text{diag}(100\ 10\ 10)$，$\Lambda$ 等同于单位矩阵，即 $\Lambda = \text{diag}(1\ 1\ 1)$。分别对 x_1、x_2 和 y 轴的跟踪误差进行模拟仿真的结果如图 4.23 所示，轴间偏移误差如图 4.24 所

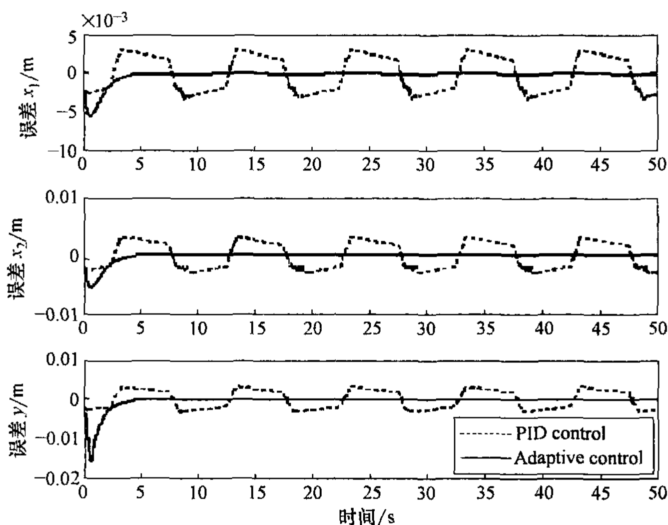


图 4.23　分别对 x_1、x_2 和 y 轴的跟踪误差进行模拟仿真的结果

示。来自于控制器的模拟控制信号如图 4.25 所示。从 PID 为基础的模拟仿真收集的数据用虚线表示，而基于适应性的模拟仿真用实线表示。

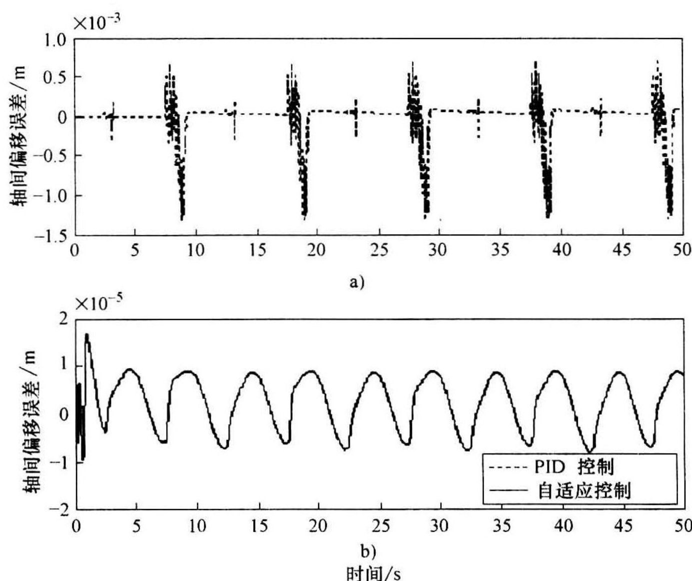


图 4.24　使用 PID 控制和自适应控制的 x_1 和 x_2 之间的模拟轴间偏移误差

a) PID 控制　b) 自适应控制

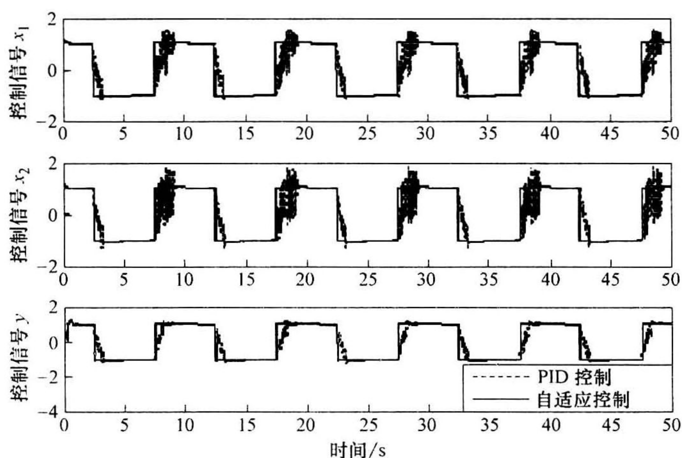


图 4.25　分别对 x_1、x_2 和 y 的模拟控制信号

对于一个短的从 $t=0$ 到 $t=3$ 的延续时间，PID 控制器性能优于自适应控制器。被认为是预期的学习参数已经初始化为无先验知识的零值。随后，在自适应某些参数之后，该方法很快就体现出比 PID 控制在性能上有显著的改进。可以进一步观察到在实现稳定状态之前，对 x_1，x_2 和 y 的跟踪误差比较合理。

4.4.5 实施结果

试验中使用的平台是图 4.2 所示的龙门台。其电动机的规格如表 4.2 所示。

表 4.2　龙门式电动机规格

参　　数	X 轴伺服电动机	Y 轴伺服电动机
型号	SEM MT22G2-10	Yaskawa SGML-01AF12
功率	350W	100W
转矩	0.70N · m	0.318N · m
转速	5000r/min	3000r/min
误差	10μm	10μm

为了实现 PID 控制，两个 X 轴（X_1 和 X_2）的 PID 控制器整定为 $K_p=90$，$K_i=5$ 和 $K_d=1$，而 Y 轴被整定为 $K_p=30$，$K_i=1$ 和 $K_d=0$。如表 4.2 中指出，X 轴电动机与 Y 轴电动机不同，因此 X 轴和 Y 轴需要进行不同的整定。自适应控制器参数配置为 $\gamma_1=\gamma_2=\gamma_{31}=\gamma_{32}=\gamma_{33}=\gamma_{41}=\gamma_{42}=\gamma_{43}=1.8$，$K=\mathrm{diag}(40\ 3\ 5)$ 及 $\Lambda=\mathrm{diag}(1\ 1\ 1)$。

轨迹类似软件仿真的使用和结果如图 4.26、图 4.27 和图 4.28 所示。这些数字都呈现类似的特点，与从软件模拟出的特点一致。对比 x_1 和 x_2 轴的 0.96mm PID 性能，自适应控制器在稳态下能够产生低于 0.38mm 的单轴误差，而两个控制器的 Y 轴误差被控制在 2mm 以下（参见图 4.26）。此外，自适应控制器能够减少轴间偏移误差（利用操纵参数 K），而解耦 PID 控制器只能够个别追踪独立

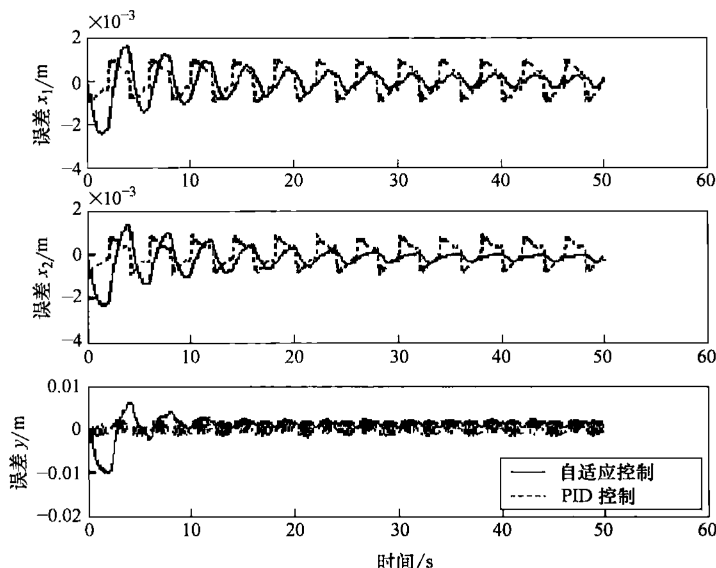


图 4.26　x_1、x_2 和 y 各自的跟踪误差

的轨迹。这个性能体现在：一个是采用自适应控制器的轴间偏移误差0.32mm，一个是解耦PID控制器的0.81mm（参见图4.27）。

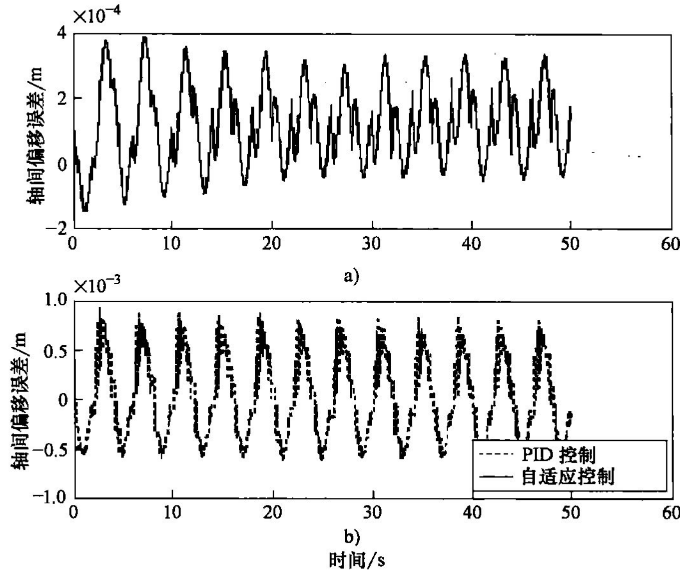


图4.27　使用自适应控制和PID控制的 x_1 和 x_2 的轴间偏移误差

a）自适应控制　b）PID控制

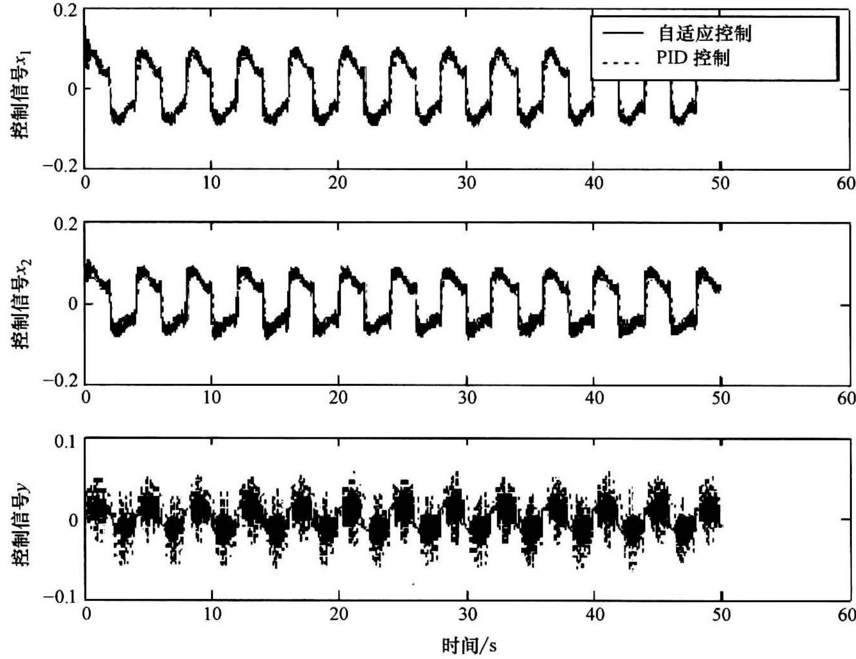


图4.28　分别对 x_1、x_2 和 y 的控制信号

第5章　几何误差补偿

在自动定位机械，如坐标测量仪（CMM）和机床中，机床末端执行器和工件两者的相对位置误差直接影响最终产品或设计的质量。定位不准确的误差有各自的来源，有静态/准静态误差源，如结构元的几何误差、模具和夹具误差、感应热和负载引起的误差；也有机械运动的动力学误差。这些误差一般分为以下两大类：

1）完全可复制和重现性好的系统误差。

2）明显根据系统条件的变化而变化的随机误差。

虽然彻底消除机械误差在物理上无法实现，但是足够好的机械设计和足够多的投资在一定程度上可以减少误差，以适应特殊机械的应用要求。普遍估计得出，随着精度要求的增加，相应增加的成本要高得多。因此，不能仅仅是依靠机械精密设计和昂贵的工艺，而是为实现性能指标要求，选择另一种形式和方法在机械控制中适当补偿误差，以实现相对精度的提高并降低更多的成本。有三坐标测量仪制造商报告说，由几何误差补偿软件技术减少的生产成本估计为5%~50%。虽然机床广泛采用误差补偿仍有待发展，但误差补偿在三坐标测量仪的应用是巨大的，当今很难找到一个三坐标测量仪生产商不使用这种或那种形式进行误差补偿。

机械的误差补偿并不新鲜。伊文思（Evans）早在1989年就完整介绍了误差补偿的进展。早期的补偿方法主要利用校正丝杠、校正凸轮、参考标尺等机械形式，例如，莫兹利（Maudslay）和顿科（Donking）使用丝杠校正，以补偿其生产机械的尺寸误差。补偿通过机械进行了校正，但是不可避免地增加了物理机械的复杂性。此外，对于机械磨损和机械破裂迅速校正不再有效。校正部件必须依赖于维护或者定期更换，所有这些提高了机械的停机时间和生产成本。

从机械和气动子系统演变到以微处理器为基础的控制系统已经形成了新的和令人振奋的应用优势。控制系统曾经采用许多操作复杂的连接杠杆、凸轮和保护线，现在可以等价地由储存在电子计算机内存中程序代码来更为有效地替代。基于软件的误差补偿方案在20世纪70年代开始得到广泛的应用。第一种实现方案是摩尔五号三坐标测量仪，它的开拓工作使霍肯（Hocken）在1977年赢得了一枚泰勒（Taylor）机械工程研究所颁发的奖章。自此以后，采用软件开发和实现的机械误差补偿的新方法一直不断地发展。

本章介绍几何误差的补偿原理和方法以及相关内容。

5.1　激光测量系统概述

激光测量系统提供给机床制造商和用户机床精度定位必要的基本的测量组成部件，使用补偿数据校正机械的定位误差。其基本系统包括一个激光光源、补偿电子器件、光学器件、电缆及配件。通常需要一台计算机控制系统和光学部件满足机械几何性能的具体测量要求。为了校准，整个系统应能够收集和分析不同的测量数据，包括线性误差、角度误差、直线度误差和垂直度误差。一个线性激光的测量分辨率可高达1nm。这是测量过程可以实现的高精度，它使用了以精确激光波长为基础的距离测量计算，从而相比其他的测量系统具有更高的精度。两频率激光技术还经常用来消除光束强度变化所造成的种种问题，从而得到更好的鲁棒性和可靠性。激光束基本上沿着干涉仪和相关反射镜之间做相对运动，所以大多数激光测量系统进行的测量是一种线性测量。大多数情况下，干涉测量仪是固定的光纤，角锥棱镜是移动部件。其他测量如角度、直线度和垂直度测量，是基本线性测量实现的特殊应用。在许多激光测量系统中，误差补偿表在激光测量和控制输入获得后可以自动生成。这些表可用于伺服系统。

本章将主要介绍激光 HP5529A 测量系统。激光头采用了氦氖激光器，具有 6mm（0.24in）光束直径，精确到 $\pm 0.1 \times 10^{-6}$ 的 632.491354nm 真空波长。激光头使用了长寿命的激光管，HP5529A 由各种光学和配置电子系统组成激光校准系统，可满足许多应用独特的物理布局和测量要求，并成为机械校准和补偿目的的理想选择。

5.2　激光测量系统的组件

激光测量系统通常包括：

1）激光头。

2）干涉仪及其相关反射镜。

3）测量接收器和测量与控制电路。

某些测量不能直接将干涉仪输入光圈对准激光头。因此，这类系统还将包括各种光束定向光学部件。此外，系统还可能包括环境遥感和/或波长跟踪，来进一步测量补偿由于环境参数变化随之而来的激光波长的变化。激光器的激光头用做光束和参考频率源。光学仪器和测量接收机使用激光束产生的测量信号。参考和测量信号与环境传感器信号一起测量电路产生的线位移信息。系统控制器可以读取和显示此位移信息。此外，测量电路输出实时信号表示一个目标和实际位置之间的差。此误差信号可使伺服电子系统直接驱动伺服电动机。激光测量系统示

意图如图 5.1 所示。

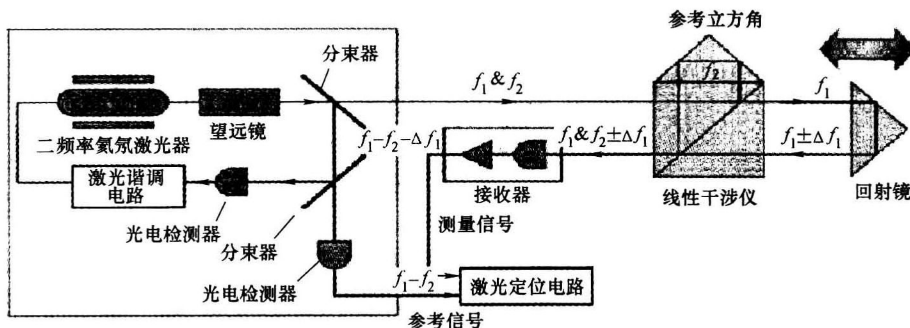


图 5.1　激光测量系统示意图

5.2.1　激光头

激光头发射的激光波长是激光测量系统的长度标准。激光头产生相干光束由两个略微不同的频率 f_1 和 f_2 的正交极化高频成分组成。光束在激光头集合出现之前穿过一个分束器，部分光束被采样。这个部分的光束用于生成基准频率（由参考接收器接收），并为激光腔调谐系统提供一个误差信号。f_1 和 f_2 幅值的差用于校正，而 f_1 和 f_2 频率的差被用作参考频率，作为计算线性位移的基础。激光头的原理图如图 5.2 所示。

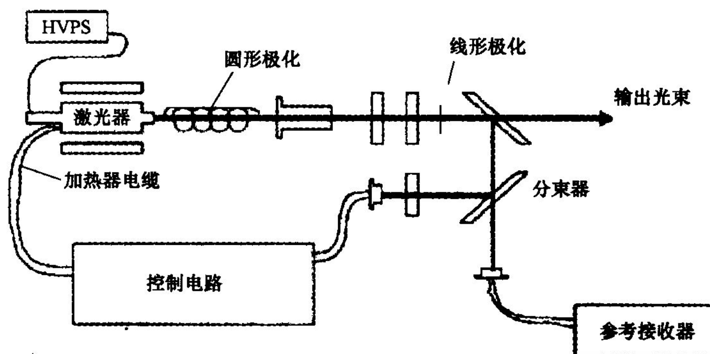


图 5.2　激光头的原理图

5.2.2　干涉仪和反射器

干涉仪和反射器是激光测量系统关键的光学元件。激光头发出光束的主要部分被传送到干涉仪。干涉仪是一个两极化分束器，反射一个极化光束，传送另一个光束。光束分路器定向使得反射光束与通过的光束彼此成直角。光束（f_2）通

常从安装在干涉仪上的一个固定反射镜中反射。传输频率（f_1）的光束通过干涉仪并被一个可移动的反射镜反射回去。如果干涉仪和可移动反射镜的距离保持固定在一个确定长度（相当于零位置），频率的偏差（f_2-f_1）对参考信号将是一样的。根据这些条件，干涉仪和可移动的反射镜系统检测将没有相对的位置变化。当移动反射镜相对固定干涉仪的位置发生变化时，多普勒频率转变发生。这个多普勒移频记为$f_1\pm\Delta f_1$，根据反射运动方向而定。这两个频率成分$f_1\pm\Delta f_1$和f_2，作为同步干涉光束发出。干涉仪和反射器示意图如图5.3所示。

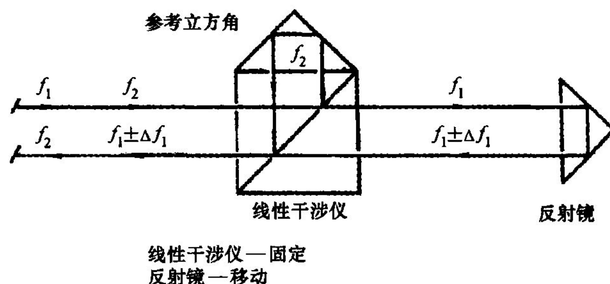


图5.3　干涉仪和反射器示意图

5.2.3　测量接收机

两个频率的正交极化激光从干涉仪发出并输入测量接收机，然后经过探测器的接收器电路进行放大和处理，产生测量频率。位移信息随后由测量电子电路通过测量和参考信号的比较产生。该接收器的测量原理图如图5.4所示。

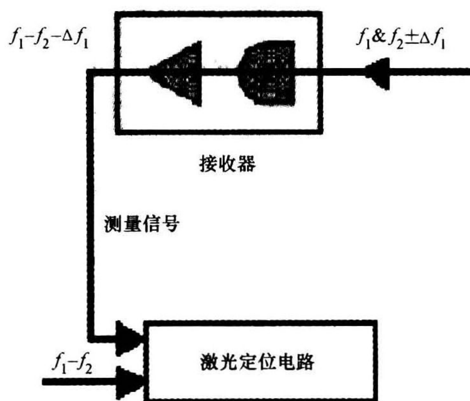


图5.4　接收器的测量原理图

5.2.4　测量与控制电子电路

从参考和测量接收器产生的均衡信号通过测量和控制卡获得。卡的一个功能就是通过读取和适当调节共模信号来减少外部噪声。另外，可进行信号插值来提高分辨率。测量和控制卡一般包括波长补偿功能。激光测量系统的精度受到相关环境参数变化的影响，如环境温度、压力和相对湿度变化。因为激光的波长是测量长度的标准，对这些特征参数敏感。波长偏差可以根据各种环境传感器的测量估算，然后得到手动或自动的补偿。

5.3　激光校准概述

多轴机床的准确性和精确度主要取决于机械的几何属性。因此，要充分分析机械的定位精度必须衡量以下几何特征（每一项都对机械作业区任何点的定位和精度有作用）：

1）每个测量轴的 6 个自由度。

2）测量轴之间的垂直。

3）测量轴之间的平行。

每一个运动轴的 6 个自由度如图 5.5 所示。

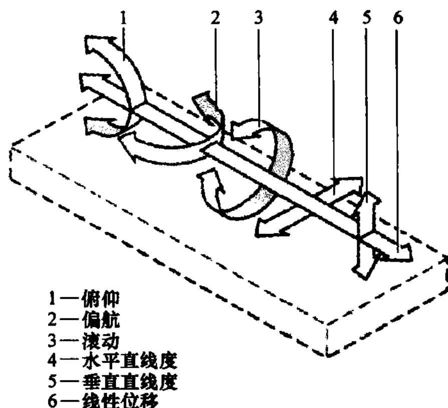


图 5.5　每一个运动轴的 6 个自由度

两个或两个以上轴间运动的垂直和平行表示了轴相对的方位特征。垂直和平行的这两种测量可利用两个直线度测量完成，垂直测量方法需要更多的光学仪器，如 90°光直角规。这些几何特征大多可以用激光测量系统适当获得。

5.3.1 线性测量

线性测量是指控制移动部件直线运动时对其平移实际距离的测量。需要在移动部件上安装反射镜进行这种测量。在伺服控制系统中，位置测量推断通常直接从电动机的编码器（或相同的位置测量装置）获得。然而，由于编码器固有的校准误差，在编码器测量与实际位置之间将不可避免地存在一些不匹配的情况。依靠为最终用户提供电动机性能的线性评估，激光系统将能够解决这个问题。获得线性测量所需的光学系统在图 A.1（附录）中给出。典型的线性测量装置如图 5.6 所示。

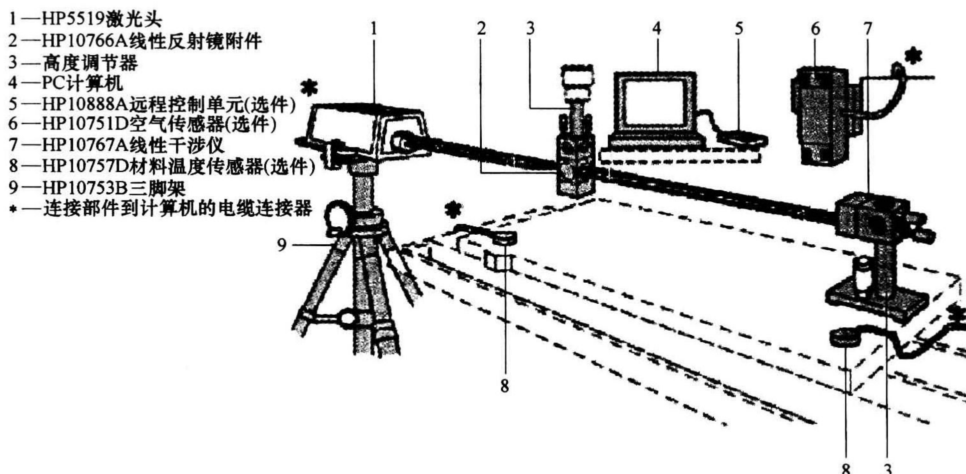


图 5.6 典型的线性测量装置

5.3.2 角度测量

角度测量是关于由理想位置移动部件（安装有角反射器）的角位移（倾斜）测量。这个角位移可能会随该运动部件线性运行的距离而改变。产生角偏差的主要原因包括：物体引导不完善和可能的齿定位相关效应。角度测量使用的光学元件和附件比较类似于线性测量所使用的部件。这些数字设备和配件如图 A.2 所示。俯仰和偏航测量的设置分别如图 A.3 和图 A.4 所示。图 5.7 所示为激光束横滚路径的一个全貌图，图 5.7 说明角度测量是由两个已知精确分离的线性测量组成的。滚动测量将在下一节中分别处理，因为这种测量通常需要使用一个水平敏感设备。

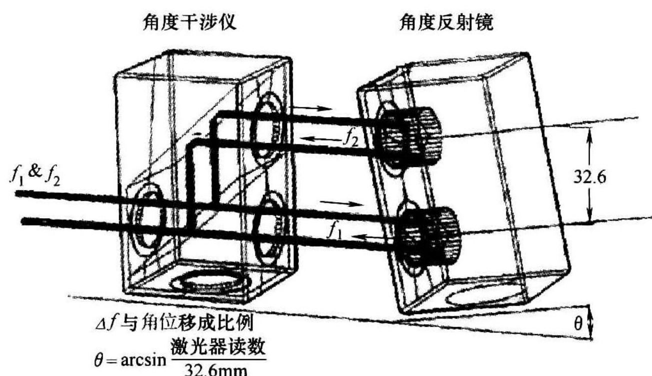


图 5.7　激光束横滚路径的一个全貌图

5.3.3　直线度测量

直线度测量的目的是确定部件是否沿着一条直线路径移动。直线度误差的主要来源是引导移动部件运动机构的直线度外形。直线度测量所需的光学部件如图 A.5 所示。外形直线度可以分为两部分：横向和纵向直线度。进行这些测量设置的原理图如图 A.6 所示。图 5.8 所示为干涉仪内运行的两个光路。镜轴作为光学直边，为直线度测量提供了参考。

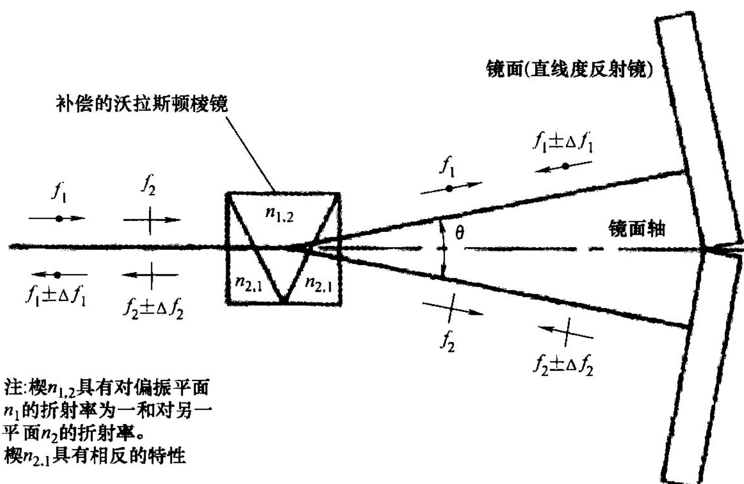


图 5.8　干涉仪内运行的两个光路

5.3.4　垂直测量

直线度和垂直度的测量通常是同时进行的，因为垂直测量分成相互垂直的两

直线测量。这些测量使用户可以确定两个机轴是否相互垂直。铣床有一个水平主轴和垂直于主轴的移动床，它是有两垂直轴机械的一个例子。一个垂直移动的探测器安装在一个水平移动桥上的三坐标测量仪是两垂直轴机械的另一个例子。产生垂直度偏差的一个主要原因可能是制造或装配两条轴线互相垂直的机械时制造或装配受到限制。垂直测量将是有益的，允许对小角差进行测量和补偿。为垂直测量所需的光学原理如图 A.7 所示。水平面上垂直测量的主要程序是要沿第一个轴，如图 A.8 所示，使用光直角规进行测量，随后沿第二个轴按照图 A.9 的设置进行测量。沿着较早前安装有反射镜的第一次测量轴，第二个轴的测量是简单的水平直线度测量。图 5.9 所示为两直线度测量获得垂直度误差的原理。

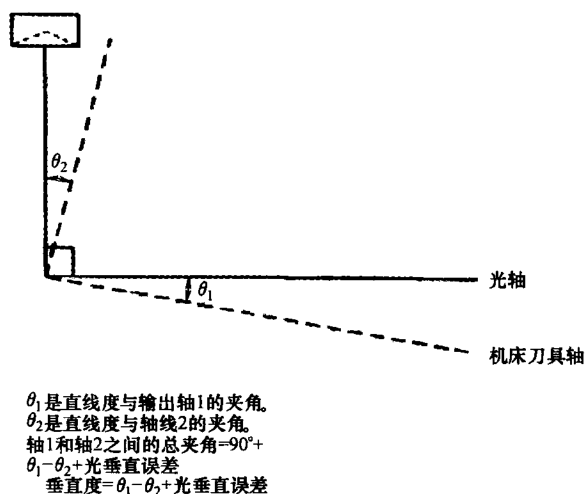


图 5.9 两直线度测量获得垂直度误差的原理

垂直平面上，垂直测量的执行过程与水平面类似，除了在光学方面额外的要求以外，所需的设备设置如图 A.10 所示。沿纵轴（即 z 轴）的测量设置如图 A.11 所示。

5.4 使用水平敏感设备的滚动测量

滚动测量指的是自身轴旋转的测量。即使有全套设备的激光干涉仪，自身轴线翻滚倾斜的测量也相当麻烦。因此，通常用电子水平测量系统来帮助进行这一特殊的测量。简单的工作原理是：利用电子检测系统配备的钟摆来精确检测有关参考钟摆的姿态。该设备由两个部分组成：水平单元和显示单元。水平单元要固定到移动的部件，显示单元显示角的偏差。准确度 0.2 弧秒就可以很容易地实现商业水准的测量系统。对于滚动测量，水平传感器将固定于移动的部件上。当轴移动到指定的位置时，在钟摆上摆杆将通过显示屏反映角度。通常由 PC 的接口提供接收送到 PC 的测量值。图 5.10 所示为一个水平传感器的工作原理框图。

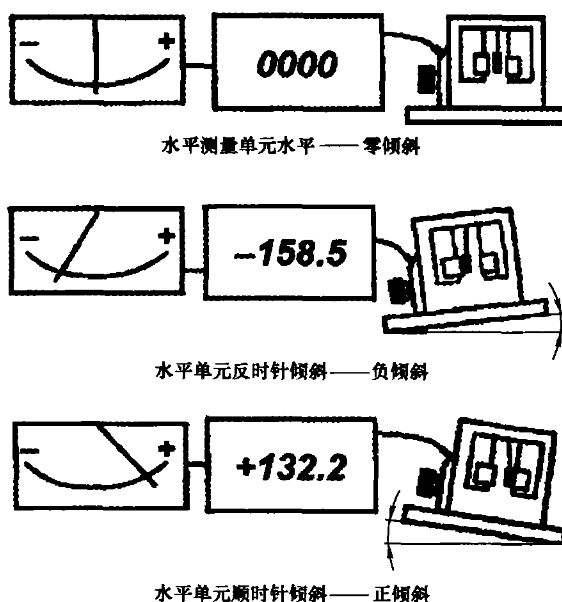


图 5.10　一个水平传感器的工作原理框图

5.5　精度评估

机床或坐标测量仪（CMM）校准的背后主要目标是决定其定位精度，也就是说改进机床工作范围内的定位精度。这种校准无法直接实现，但可以通过测量三个轴中每个轴的 6 个自由度和测量三维笛卡儿工作区 X，Y 和 Z 轴之间垂直度来实现。因此，有 21 个误差源需要校准，典型三维机械的误差源如图 5.11 所示。误差校准可能是一个耗时的过程。补偿前后准确度的评估通常是通过对角的测量工作进行的。由于刀具沿着物体工作区对角线通过，所有的轴必须准确地沿对角线位置一致

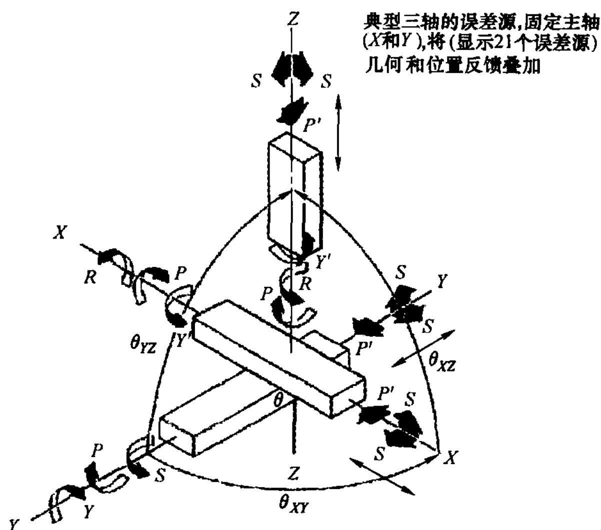


图 5.11　典型三维机械的误差源

运动。机床验收测试或在定期保养程序时对角线测量是有用的，可以迅速评估这台机械的状况。因此，沿工作区域对角线直线测量可以提供一个整体的定位精度快速评估。HP10768A 对角线测量工具包是 HP5529A 激光测量系统的一个光学配件，配件示意图如图 A. 12 所示。图 A. 13 所示为一个对角线测量所使用的典型光学系统。典型对角线测量的设置如图 A. 14 所示。

5.6　影响测量精度的因素

激光测量相关的准确性通常也受到有关设置、光学变形及环境条件几个因素的影响。主要因素介绍如下。

5.6.1　线性测量误差

1. Abbé 误差

一台机械测量轴和实际位移轴之间的垂直距离（尺度）称为 Abbé 误差。运动部件移位有一个角位移时，产生了 Abbé 误差 E。因此，Abbé 偏移必然存在。Abbé 误差如图 5. 12 所示，当移动部件 2 已经移动了一个测量标注为 5 的距离时，对应的实际距离事实上是标注为 6 的距离。

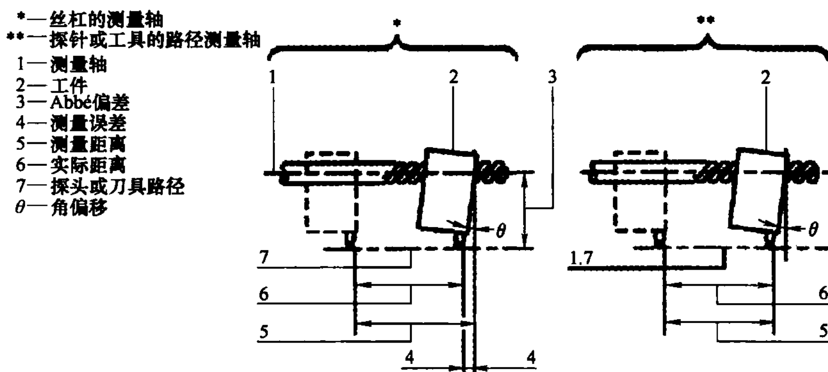


图 5. 12　Abbé 误差

Abbé 误差按角和 Abbé 偏移两者大小的比例增加。因此，为了减少这种误差，测量应尽可能地接近移动部件，即 Abbé 偏差应尽可能小。

2. 死程误差

死程是干涉仪和反射镜（反射镜在零位时）之间的测量路径的一部分。由于是理想的零位，多普勒频移只是与移位有关；否则，由于死程的出现，线性测量可能包含一个额外的部分。当空气折射指数有变化时，死程误差可能会明显地表现为零点的转移，造成机械重复性差。图 5. 13 所示为死程误差的一个例子。

为了减少这种误差，干涉仪2应尽可能放在接近反射镜5的位置，而又不能让它们接触。

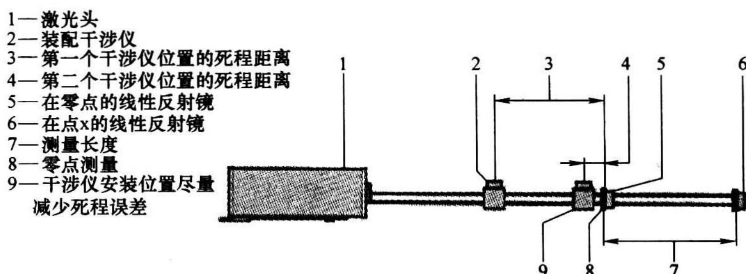


图5.13　死程误差的一个例子

3. 余弦误差

余弦误差产生时，激光和所需测量的轴不是直线排列，使记录的测量比机械的实际行程更短。误差随运行的距离和偏差增大。图5.14是一个夸张的余弦误差的例子。

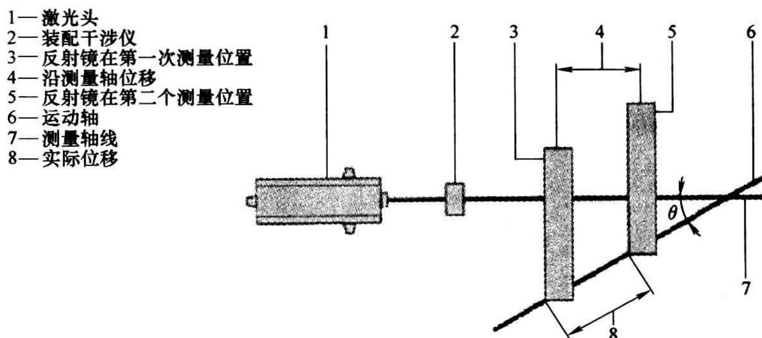


图5.14　一个夸张的余弦误差的例子

5.6.2　角测量误差

角测量精度可能在反射镜间距离微小变化时受到影响。为了将两个线性测量转换成一个角的测量，需要精确知道反射镜之间的距离。这种距离变化可能会由于角反射镜壳温度变化而发生变化。为了减少这种误差，过多的角反射器操作和不同温度介质的接触应当避免或者减到最小。

5.6.3　直线度测量误差

直线度测量精度在很大程度上取决于两个直线反射平面镜是否具有理想的表面特性。如果平面镜或凸或凹，这些特征会产生一个直线度误差，即使移动部件

是沿着笔直的直线移动的。减少这种误差的一个方法是旋转直线度反射镜180°，获得第二组测量。至少有两个测量结果集合可以采集，来计算实际的平均偏差。虽然这个过程可能会非常耗时，这是弥补直线度光学仪平面差距的一个有效方法。

直线相关的误差也可能发生在直线度反射参考平分线不是用激光干涉仪对齐的，导致失调（斜率）被错误地理解为直线度误差，如图5.15所示。

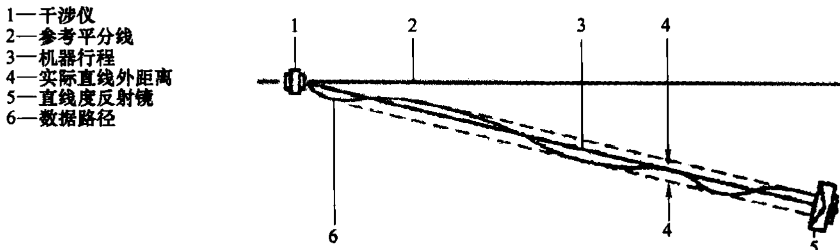


图5.15 直线度测量误差

5.6.4 环境条件

环境条件（尤其是温度系数）可以影响激光波长的参考值，因此影响测量精度。环境的温度、压力和相对湿度都属于众多一般因素中应尽可能解决的环境因素。此外，环境参数的变化也可能导致在校准和补偿阶段有不适当的几何误差补偿，不同的环境条件得到不同的机械几何特性。虽然它们的影响在机器上可能会是随机的，但是它们可以在一定程度上得到补偿。

CMM（坐标测量机）和机床的热效应可以使机械的结构产生非常复杂的特性。它们有不同的来源，包括不直接与机械相关的操作，如房间温度、光源和液压系统等。对于这些影响，Bryan在1990年的论文中有非常全面的描述。为了尽量减少热膨胀效应，就必须让机械和光学仪温度稳定，然后才能测量。良好的环境温度调节可能是必要的，这取决于应用程序和要求。虽然可以近似补偿，但全部由电脑热补偿是非常困难的。一阶热效应建模与补偿更现实和适合实际情况。一阶热校正需要每轴至少有一个传感器。使用多个几何误差模型来反映几何学中的热效应，每一个模型在特定的工作温度范围内是有效的。

测量光学仪静止时，额外的振动和空气湍流可以由测量结果的随机漂移来确定。也可以由漂移的增加或连续运行使光学部件间距离的增加来确定它们的影响。防止影响的方法是确保所有设备的刚性固定和支撑，并利用足够的通风设备让空气充分流通。

5.7 总体误差模型

常见的几何误差补偿的主要工作是对机械误差建模，模型隐式或显式地用于补偿器。机械模型的几何设计用以补偿在刚体假设下机械几何误差的系统部分。二维测量机如图 5.16 所示。在二维测量机模型中使用三个独立的坐标系统，分别是有关工作台的（O，X，Y）、桥的（O_1，X_1，Y_1）和 X 托架的（O_2，X_2，Y_2）。假设初始条件满足所有的三个原点和三个系统的轴线配合校准，因此，当桥移动了一个单位距离 Y 时，桥的原点 O_1 的实际位置，对于工作台系统以矢量给出。

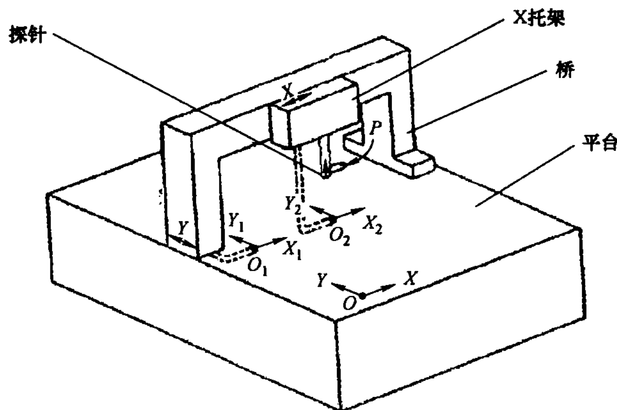


图 5.16　二维测量机

$$\boldsymbol{OO}_1=\begin{bmatrix}\delta_x(y)\\ y+\delta_y(y)\end{bmatrix} \tag{5.1}$$

同时，由于角的误差，桥坐标系统相对于工作台系统旋转。这个旋转可以由矩阵表示

$$\boldsymbol{R}_1=\begin{bmatrix}1 & \epsilon_y\\ -\epsilon_y & 1\end{bmatrix} \tag{5.2}$$

同样，当 X 托架移动了一个单位距离 x，则

$$\boldsymbol{O}_1\boldsymbol{O}_2=\begin{bmatrix}x+\delta_x(x)\\ \delta_y(x)-\alpha x\end{bmatrix}\quad \boldsymbol{R}_2=\begin{bmatrix}1 & \epsilon_x\\ -\epsilon_x & 1\end{bmatrix} \tag{5.3}$$

$$\boldsymbol{O}_2\boldsymbol{P}=\begin{bmatrix}x_p\\ y_p\end{bmatrix} \tag{5.4}$$

式中，x，y 为标称位置；x_p，y_p 表示工具尖的偏移量；$\delta_u(v)$ 是 v 方向下沿着 u

方向运动的平移误差；ϵ_u 是 u 轴旋转；α 表示偏离垂直度的误差。

因此，就可以得出该工作台系统的体积误差模型

$$OP = OO_1 + R_1^{-1}O_1O_2 + R_1^{-1}R_2^{-1}O_2P \tag{5.5}$$

式（5.1）~式（5.4）代入式（5.5），并注意到，$\epsilon_u\epsilon_v \approx 0, \epsilon_u\delta_u(v) \approx 0, \epsilon_u\alpha \approx 0$，因此 ϵ_u，$\delta_u(v)$，α 非常小，几何误差可沿着 x 和 y 方向分别补偿

$$\Delta x = \delta_x(x) + \delta_x(y) - y_p(\epsilon_x + \epsilon_y) + x_p \tag{5.6}$$

$$\Delta y = \delta_y(x) + \delta_y(y) + x\epsilon_y - x\alpha + x_p(\epsilon_y + \epsilon_x) + y_p \tag{5.7}$$

应该指出的是，以上误差都是唯一使用线性位移测量的适当组合来校准误差源的。

5.8 几何误差的查表

几何误差的补偿通常通过查找一个存储表的形式来实现。查表是基于机械工作空间中收集点和校准点而建立的。查表可在矩阵中获得全部位置误差，每个矩阵的元素分配给工作区的一个校准点。误差记录之间的点使用线性插值，只有六个相邻的点（三维数据的校准）是恢复和插值的。

一维误差补偿表如图5.17所示。假定激光测量系统根据编码器反馈在同样距离的点校准一个轴。定义 x_1，x_2，...，x_n 作为编码器的测量值，e_1，e_2，...，e_n 为激光测量系统所获得的与之相应的定位误差。对于 x_{i-1} 与 x_i 之间的一个特定点 x，相关的误差 e 可通过线性插值过程估计为

$$e = (x - x_1)\frac{e_2 - e_1}{x_2 - x_1} + e_1 \tag{5.8}$$

许多伺服运动控制器允许通过查表进行几何误差补偿。例如，Delta Tau 数据系统公司的可编程多轴控制器（PMAC）是一个高性能的伺服运动控制器，它是查表执行补偿功能的。PMAC 有足够的容量，可以存储高达八个这种补偿表。

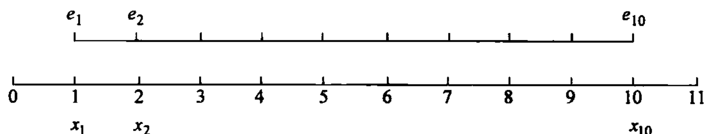


图5.17 一维误差补偿表

对于 PMAC 的二维补偿，伺服电动机补偿的数值将取决于两个电动机的位置，PMAC 补偿表如图5-18所示。每个电动机有一个相关的查找表。除另有规定外，来自电动机（源数据）的位置信息用于提取适当的表中修正项（目标数据）。因此，二维补偿表与两个源电动机和一个目标电动机有关。这种补偿

是由内部伺服回路在每个伺服控制循环内完成的。通常在补偿表中，这是在两个选择之间的值，所以 PMAC 在这两个选择值之间线性插值获取当前伺服循环的校正。

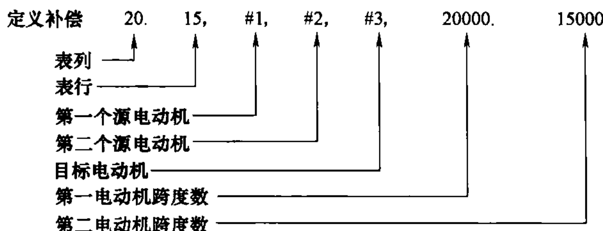


图 5.18 PMAC 补偿表

在操作过程中，为两个源电动机给定位置补偿，PMAC 计算围绕该位置的四个指定补偿加权平均值。

查表明显对增加精度变得越来越重要，但其也存在一些缺点。首先，查表有很大的内存要求。当一个三维工作空间中的校正数据点（因子 N）增加时，表项的数目按 N^3 增加。因此，查表对于高精密机械就特别困难了，因为高精密机械中有大量具有重要意义的必要的校准工作，用以补偿误差和使精确阈值在可以接受的范围内。其次，对于查表的记录数据与相关中间点的误差补偿使用线性插值。假设误差在校准点之间的变化是线性的，并且邻近点并不用来改善插值。如果校准基于较好的时间间隔，满足了精度要求，线性插值就足够了。但是，这反过来又意味着巨大的内存需求可能将超出了一个典型查表的能力。第三，考虑影响定位精度的其他因素，如热和其他环境影响，没有一个结构的表可以直接扩张。当考虑这些更精确补偿的因素时，通常根据环境参数的时间表来设置附加表。最后，连续在线误差补偿，通过查表每个采样周期都需要查找，特别是校准不定期发生时，查找这种规模巨大的表确实令人头疼。

5.9 几何误差的参数化模型

由于组成误差的每个部分以非线性位移的方式变化，它与查表相比，更自然倾向于利用非线性函数表示非线性分布。径向基函数（RBF）是一般的非线性函数建模工具，因为它可以逼近任意非线性函数，并达到任何期望准确性的水平。考虑查表的不足之处，使用 RBF 可获得更理想的功能。首先，适当调整 RBF 可以减少大量的数据点，更易于管理 RBF 参数的数目。其次，RBF 对中间点基本上使用非线性插值而不校准，形成一个平滑的误差建模。第三，RBF 可以在增加校准点的基础上调校，并很容易扩展，包括考虑其他的误差补偿因素，如热效应

等。最后，RBF 是一个参数模型。输出直接在输入基础上计算，不必为校正搜索条目。在本节中，将介绍用 RBF 模型处理组成误差的每个环节。

5.9.1 径向基函数与误差建模

为估计目的使用 RBF，这里 RBF 的主要性质是函数的逼近性质。RBF 网络是一种前馈网络。它们形成了从输入矢量χ到输出矢量 Y 的一个映射。

设$f(\chi)$ 是一个从 R 到 R 光滑函数。然后，给出一个紧凑集 $S \in R$ 和一个正数 ϵ_M，存在一个 RBF 网络，使得

$$f(\chi) = \sum_{i=0}^{m} \omega_i \phi_i (\| \chi - c_i \|^2 / \sigma_i^2) + \epsilon \tag{5.9}$$

式中，ω_i 为代表的价值矢量并且 $\phi_i(\alpha) = \exp(-\alpha)$ 对所有$\chi \in S$ 是具有 $\| \epsilon \| < \epsilon_M$ 的径向基函数。

研究表明，在一般的假设下，RBF 是普遍逼近的，即有能力以任何准确度逼近任何一个紧集上的连续函数。因此，RBF 将用于逼近与各误差分量相关的非线性函数。为了获取 ω_i 权，应采纳一些权重调整算法。一个常用的权重调整算法是基于反向传播误差的梯度搜索算法，该方法可以离线训练 RBF，匹配指定的典型对（χ_d，Y_d），其中χ_d 作为理想的 RBF 输入，Y_d 为 RBF 产生的所需输出。BP 算法的 RBF 离散时间形式为

$$w_i(t+1) = w_i(t) - \eta_w E \phi_i (\| \chi - c_i \|^2 / \sigma_i^2) \tag{5.10}$$

$$c_i(t+1) = c_i(t) - \eta_c E w_i (\chi_d - c_i) \phi_i (\| \chi - c_i \|^2 / \sigma_i^2) \tag{5.11}$$

其中，η_w，η_c 是正的设计参数，决定算法的收敛速度；σ_i 为一个常数。反向传播误差 E 定义为理想的 RBF 输出减去实际输出，$E = Y_d - Y$。终止条件通常是这个制定的误差项将结束迭代权重调整的过程。因此，可获得最佳的加权值 $W^* = \{ w_i^*, i = 0,1,2,\cdots,m \}$，它通常是合适的量与迭代时间的权衡结果。由于调整过程离线完成，更加强调较长时间调整以得到更合适的结果。

5.9.2 参数误差逼近

进行单个几何误差分量的建模并由此得到基于 RBF 的模型，本节将对 RBF 的应用进行充分的说明。为了采集训练 RBF 的误差数据集合，这里使用了惠普（HP）HP5529 激光干涉仪。

试验装置如图 5.19 所示，对沿 X 和 Y 两轴 100mm 的运行试验进行 1mm 行程的校准工作。因此，对每轴各误差组成部分收集 100 个点。图 5.20 所示为由 5 个完整的双向 X 托架沿 X 方向运行采集到的线性误差。按 5 个周期计算平均值以尽量减少任何随机产生的影响。

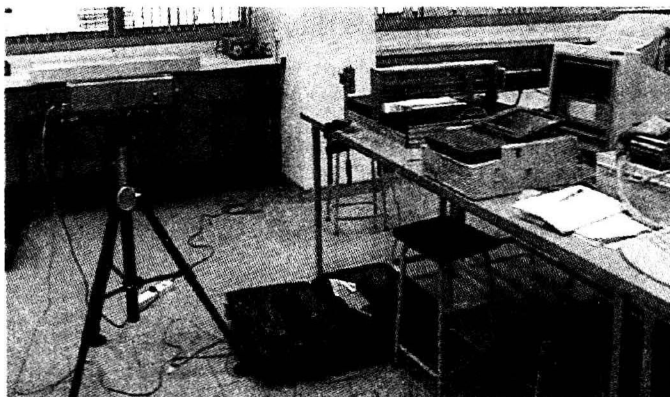


图 5.19　试验装置

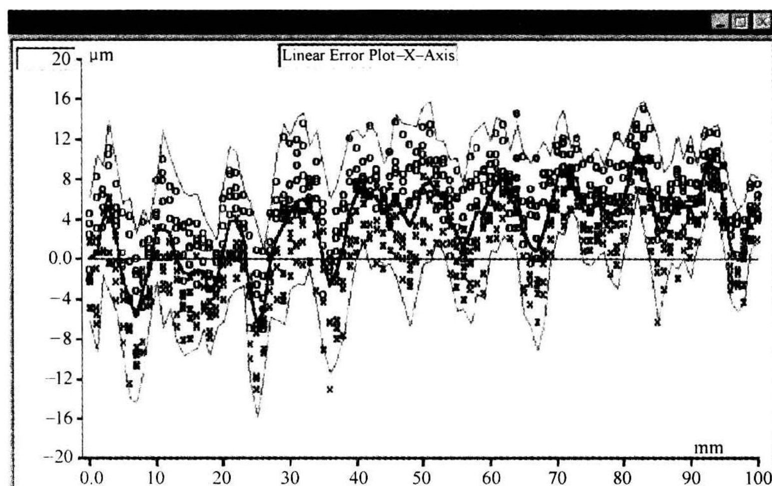


图 5.20　x 线性误差的原始数据集

1. 线性误差

线性误差可能有各种来源，包括沿导轨的几何缺陷和测量偏移/误差。对于所研究的 XY 工作台，最大的误差可能是来自于螺纹运动产生的非线性和反弹的有关误差。图 5.21 所示为移动托架上的螺纹运动的结构。机械接触的空气间隙可能导致实际的位移发生较大变化。这或许也解释了正向和反向线性误差测量的差异。

对于线性误差建模，选择 RBF 的 $m = 80$。梯度权重调整算法的终止条件是

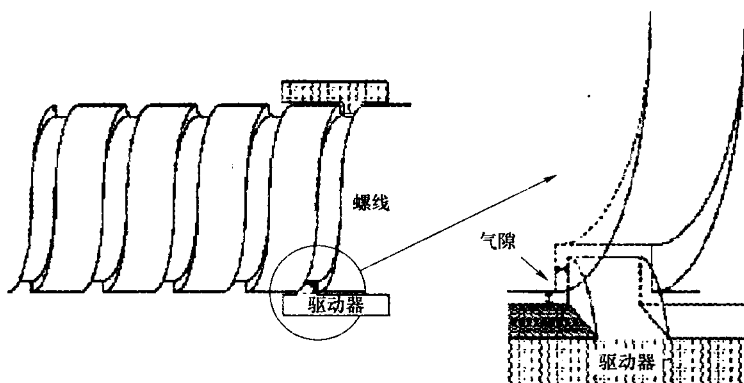


图 5.21　螺纹运动的结构

$e_{ms}<0.01$，其中 e_{ms} 为均方误差。RBF 函数的扩展系数 $\sigma=2$，10^5 次参数自学习反复迭代后，根据终止条件该算法收敛。得到的权重提供给 RBF 使用。模型的线性误差可表示为

$$\delta_x(x)=f_{lin,x}(x;W_{linx}^*) \tag{5.12}$$

其中，x_i 是输入沿 X 轴的标称距离；$f_{lin,x}(\cdot)$ 代表 RBF 网络；W_{linx}^* 为训练后的 RBF 的权重值。图 5.22 显示了 RBF 网络的输出紧随线性误差测量。同样，可以得出

$$\delta_y(y)=f_{lin,y}(y;W_{liny}^*) \tag{5.13}$$

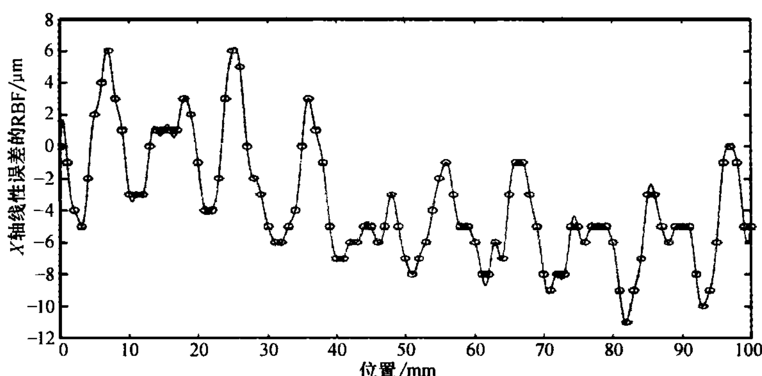


图 5.22　线性误差（X 轴）的 RBF 逼近（实线是基于 RBF 的逼近，圆圈代表实测数据）

图 5.23 所示为 RBF 网络输出与 Y 轴的线性误差测量的比较。

通常情况下，运动方向在校准过程中没有解决。机械正向和反向运行获取的测量平均值只是用来构造补偿器，补偿器可以是查表或在这种情况下用 RBF 构

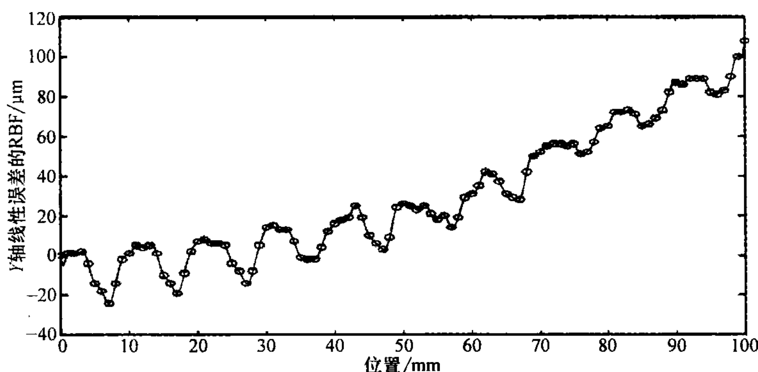


图 5.23　线性误差（Y 轴）的 RBF 逼近（实线是基于 RBF 的逼近，圆圈代表实测数据）

建。对于一台具有更为严重的方向不对称几何性质的机械，可以为每个相对应的运动方向的误差分量构建两个 RBF 逼近。图 5.24 所示为一个非对称线性误差的例子。

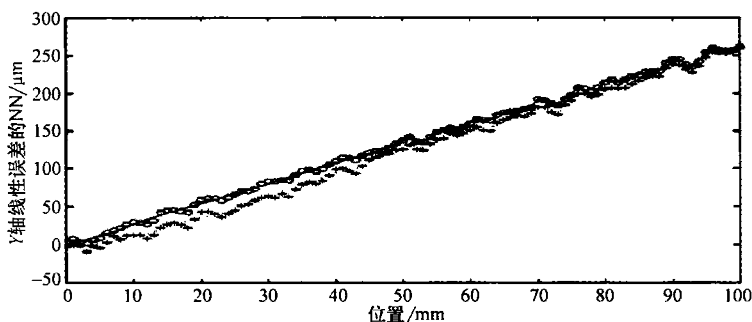


图 5.24　一个非对称线性误差的例子（实线是基于 RBF 逼近，圆圈代表实测数据（向前运动），虚线基于 RBF 逼近，+代表实测数据（反向运行）直线）

2. 直线度误差

直线度误差主要源于导轨。直线度误差测量是与一条参考直线的垂直偏差得到的。对 XY 工作台直线度误差，有两个组成部分是可以确定的，即与沿 Y 轴线偏差有关的 X 轴直线度，以及与沿 X 轴线偏差有关的 Y 轴直线度。

为了沿轴线对直线度误差建模，RBF 的规模和终止条件可以使用线性误差 RBF 相同的规模和条件。经过总数约 10^6 次校正算法迭代，权重值在指定的终止条件收敛。基于 RBF 相应的直线度模型分别为

$$\delta_y(x) = f_{str,x}(x; W^*_{strx}) \tag{5.14}$$

$$\delta_x(y) = f_{str,y}(y; W^*_{stry}) \tag{5.15}$$

基于 RBF 直线度误差逼近模型的优点分别如图 5.25 和图 5.26 所示。

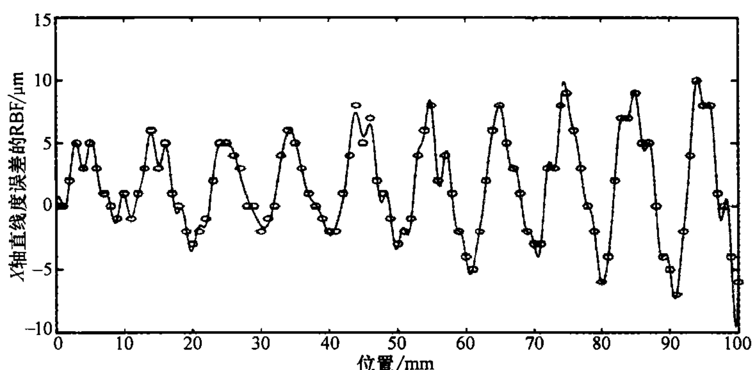


图5.25　直线度误差（X轴）的RBF逼近（实线是基于RBF逼近，圆圈代表实测数据）

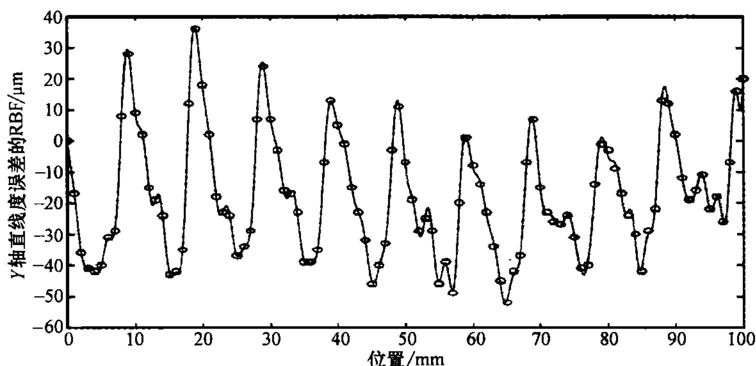


图5.26　直线度误差（Y轴）的RBF逼近（实线是基于RBF逼近，圆圈代表实测数据）

3. 角误差

非均匀性和变形的导轨也会产生角误差。根据式（5.6）和式（5.7），只有偏航误差（Y轴）需要测量，通过XY工作台的零点补偿功能。俯仰和横滚误差是不相关的，因为这里XY工作台是一种二维运动系统。偏航误差测量是沿Y轴移动路径来测试有关轴垂直于XY平面的旋转。采用前面相同的设计参数，权重值调整10^6次迭代后收敛。偏航误差可以表示为

$$\epsilon_y = f_{yaw,y}(y; W^*_{yawy}) \tag{5.16}$$

基于RBF模型的输出与实际误差测量非常接近，如图5.27所示。

4. 垂直度误差

两轴之间的垂直度表征了两轴相对对方定位90°标称方向的偏离。它主要发生在装配阶段，而且也难以准确地确定X轴和Y轴之间的直角。垂直度测量可以使用两个直线度测量，通过参考其中一个轴90°作出。在这个试验中，Y轴选择作为垂直度测量的参考线，即相对于Y轴的X轴的直线度测量，由于垂直度

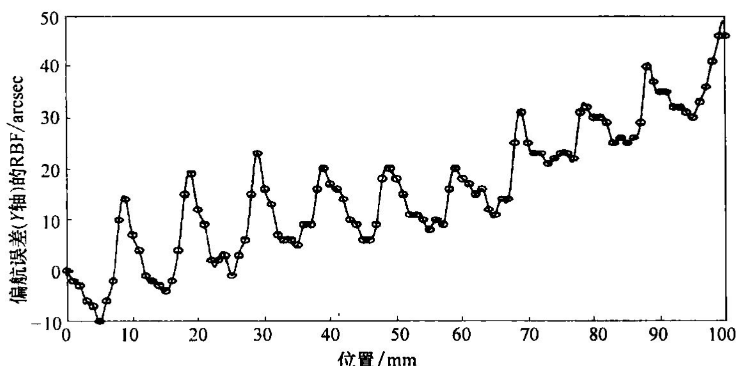


图 5.27　偏航误差（*Y* 轴）的 RBF 逼近（实线是基于 RBF 逼近，圆圈代表实测数据）

测量只产生一个单一 141arcsec（2.24°）的常数，不需要 RBF 模型逼近。在这种情况下，误差为垂直度 $\alpha = 141\text{arcsec}$。

5.9.3　试验

XY 工作台用来作为研究的测试台。附加到工作台的器具可在任意的 *X* 或 *Y* 方向上移动。可以在一个 100mm × 100mm 的二维空间做 *X* 和 *Y* 方向同时运行。电子四倍插值后，数字编码器分辨率为 2.5μm，这也对应了最小步长。电动机使用螺杆将旋转运动转化为直线运动，因此可知可能存在很高程度的非线性位移误差。在这种情况下，线性插值是不够的。如果要满足高精度的要求，必须建立非线性误差模型。图 5.28 所示为试验所使用的 *XY* 平台。本节的主要目标是以更完善的校准方法，减少由 *XY* 工作台几何误差产生的定位误差。

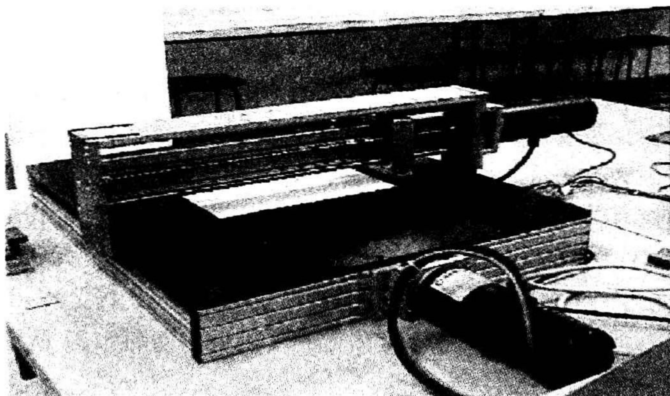


图 5.28　*XY* 工作台

1. XY 工作台的校准

误差建模一般从误差校准开始，误差校准选定的点在机器操作空间的范围

内。对于一个三维工作空间，由此产生的几何定位误差可能分解成21个相关部分（Satori 等 1995）。由于 XY 工作台具有零点补偿功能，误差来源减少到六个部分，包括两个线性误差、两个直线度误差、一个角误差和 X 轴与 Y 轴的正交误差。这些误差可以精确测量，利用诸如激光干涉仪的独立计量系统，通常可以按 1μm 的移位精度来测量直线位移，按 0.002arcsec 的精度测量角位移。这些误差随后可以利用总体误差模型累计产生整体位置误差。

2. 评估误差补偿

基于 RBF 利用各自的几何误差模型，误差补偿可以这样进行。基于 RBF 模型逼近的误差补偿，误差是

$$\Delta x = f_{lin,x}(x; W_{linx}^{*}) + f_{str,y}(y; W_{stry}^{*}) \tag{5.17}$$

$$\Delta y = f_{lin,y}(y; W_{liny}^{*}) + f_{str,x}(x; W_{strx}^{*}) + f_{yaw,y}(y; W_{yawy}^{*})x - \alpha x \tag{5.18}$$

注意 $x_p = y_p = 0$，因为在这个试验中没有使用取样器。用 RBF 逼近误差补偿是通过使用 MATLAB 实现的。为了评估误差补偿，两轴伺服控制的托架沿着工作区的两条对角线移动，如图 5.29 所示。这提供了一个合理衡量基于 RBF 模型是否合适的基础，并符合英国标准（1989 年）推荐的方法。

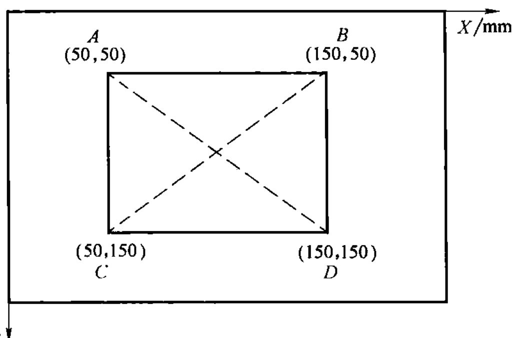


图 5.29 对角线性能试验

使用惠普激光干涉仪系统沿对角线测量线性误差。沿对角线采用或不用误差补偿测量了10个点的线性位移。图 5.30 所示为沿 XY 工作台对角线运动的线性误差，X 轴和 Y 轴伺服控制正向从台角 A 到对面台角 D 运动；图 5.31 所示为沿台角 B 正向运动到对面角 C 的补偿直线误差。

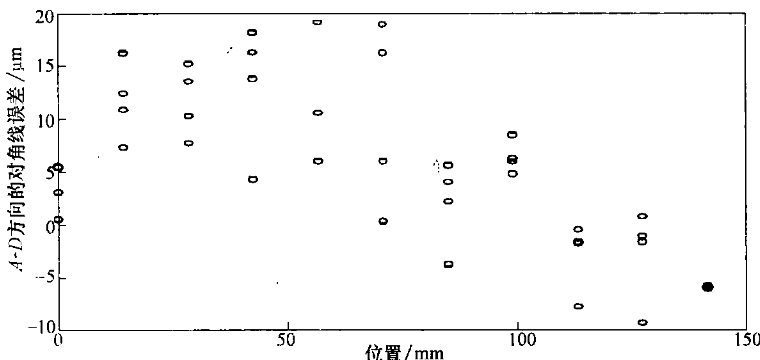


图 5.30 补偿后 A-D 方向的对角线误差

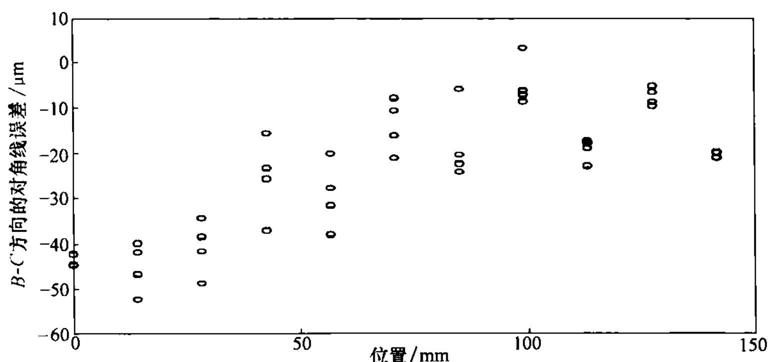


图 5.31　补偿后 *B-C* 方向的对角线误差

相比之下，同样的位置预测对角线误差的不补偿校准如图 5.32 和图 5.33 所示。对于同样的对角线，显然对角线误差已经减少，从约 160μm 到 RBF 方法补偿后的小于 55μm。

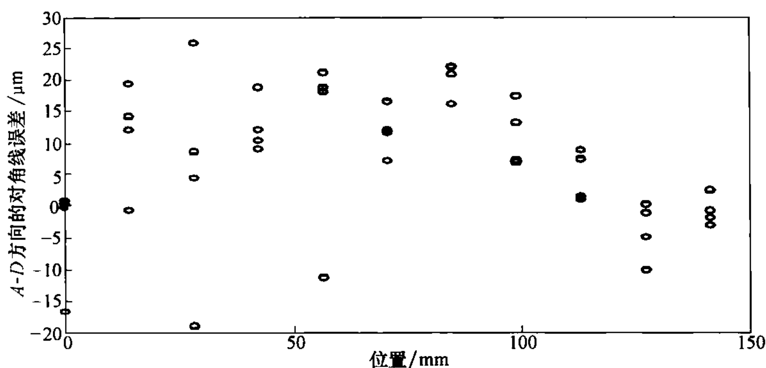


图 5.32　补偿前 *A-D* 方向的对角线误差

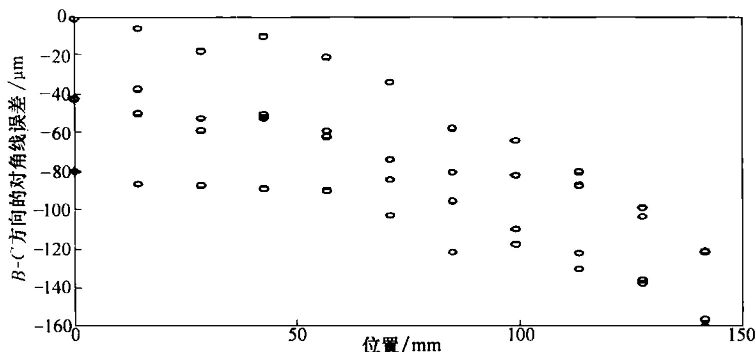


图 5.33　补偿前 *B-C* 方向的对角线误差

5.9.4 使用多层神经网络误差建模

几何误差也可以利用多层神经网络（NN）建模。使用多层神经网络的逼近精度是普遍优于使用线性双层 RBF 的。此外，对近似准确度的同一系统，多层神经网络的神经元数目都不可能比在直线参数点上 RBF 逼近的权数来得少。利用多层神经网络误差建模的主要原则将在本节进行重点介绍。

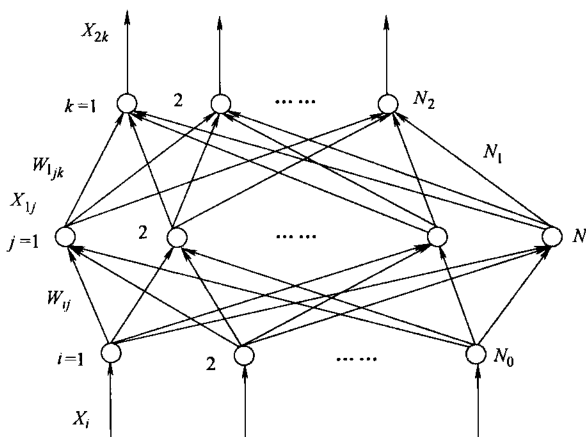


图 5.34 多层神经网络的基本结构

一个三层神经网络的基本结构如图 5.34 所示。三层神经网络可以用来逼近任意连续函数到所需的精度。给定 $X\in R^N$，一个三层神经网络有一个网络输出为

$$X_{2k}=f(X;W)=\sum_{h=1}^{N_1}\sigma\{\sum_{j=1}^{N}[W_{1jk}\sigma(\sum_{i=1}^{N_0}W_{ij}X_i+\theta_{0j})+\theta_{1k}]\}+\theta_2\quad k=1,\cdots,N_2 \tag{5.19}$$

采用 $\sigma(\cdot)$ 激活函数，W_{ij}是第一层至第二层互连权重；W_{1jk}是第二层到第三层的互连权重。θ_{1j}和 θ_{2k}是阈值偏移。通常，神经网络合适的权值和阈值采用离线或在线逼近的方法获得，即应该表现出神经网络的“学习行为”。

要获取神经网络权重 W，采用适当的权重校正算法。一个常用的权重校正算法是基于反向传播误差的梯度搜索算法，如神经网络进行离线训练匹配指定的示范对（χ_d，Y_d），χ_d 是神经网络的理想输入，Y_d 是神经网络产生的预期输出。学习过程的目的是通过适当调整学习参数，驱使总误差接近零。这基本上构成了一个由梯度搜索技术试图解决的最小化问题。随着隐节点适当的选择，通常可以带动网络接近理想的准确性。通常，可以通过指定大量网络结构的隐节点，或开始有少数隐节点单元，增加隐节点数量直到近似误差在小阈值范围内。

对于几何误差建模的应用，这里的神经网络可以被设计为一个单输入单输出（SISO）的函数。输入直接连接到一个神经元节点。输入将与各自编码器的标称测量对应。神经网络的输出将力图紧随激光测量，必要时可采用非线性插补。基于神经网络反向传播误差的梯度搜索算法总结如下：

（1）计算输入层的输出 $\overline{X}_1$

$$\overline{X}_1 = \frac{1}{1 + \exp(-\overline{O}_1 + \overline{\theta}_{01})}$$

其中，$\overline{O}_1 = W_1 X_1$，X_1 是神经网络（或输入样本）的输入。

（2）计算隐层的输出 X_{1j}

$$X_{1j} = \frac{1}{1 + \exp(-O_{1j} - \theta_{1j})} \tag{5.20}$$

其中，$O_{1j} = W_{1j}\overline{X}_1$，$j = 1, 2, \cdots, N$。

（3）计算输出层的输出 X_{21}

$$X_{21} = \sum_{j=1}^{N} W_{1j1} X_{1j} + \theta_2 \tag{5.21}$$

其中，X_{21}是神经网络的输出。

（4）更新从隐层到输出层的权重 W_{1j1}

$$W_{1j1}^{t+1} = W_{1j1}^{t} + \eta_1 \delta_1 X_{1j} \tag{5.22}$$

其中，$\delta_1 = -(X_{21}^{d} - X_{21})$ 与 X_{21}^{d} 为期望的输出（或输出采样），X_{21}作为神经网络的输出。

（5）更新从输入到隐层的权重 W_{1j}

$$W_{1j}^{t+1} = W_{1j}^{t} + \eta_2 \delta_{2j} \overline{X}_1 \tag{5.23}$$

其中，$\delta_{2j} = [\delta_1 W_{1j1}] X_{1j} (1 - X_{1j})$。

（6）更新输出层权值 W_1

$$W_1 = W_1 + \eta_3 \delta_3 X_1, \tag{5.24}$$

其中，$\delta_3 = [\sum_{j=1}^{N} \delta_{2j} W_{1j}] \overline{X}_1 (1 - \overline{X}_1)$。

（7）更新阈值 θ_2，θ_{1j}，θ_{01}

$$\theta_2^{t+1} = \theta_2^{t} + \eta_{1\theta}\delta_1, \theta_{1j}^{t+1} = \theta_{1j}^{t} + \eta_{2\theta}\delta_{2j}, \theta_{01}^{t+1} = \theta_{01}^{t} + \eta_{3\theta}\delta_3 \tag{5.25}$$

其中，η_1，η_{2j}，η_3，$\eta_{1\theta}$，$\eta_{2\theta}$，$\eta_{3\theta}$都大于零，是增益因子。

训练过程终止条件通常是以下公式：

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^{M} (X_{21}^{dl} - X_{21}^{l})^2 \tag{5.26}$$

其中，l代表样本数。迭代权重校正过程终止时，误差收敛在一个指定的阈值范围内。因此，可以得到最佳的权重 W。训练通常是在迭代合适的质量和时间上的一个折中。由于训练过程可以做到离线，所以更多强调要考虑的是在一个较长的调整时间中得到一个更好的迭代结果。

这样，该神经网络可以应用于对单个几何误差分量建模，类似使用 RBF 时的情况。

5.10 随机误差的机械补偿

任何误差软件补偿计划的成效非常依赖于由规定的校准方法获得的几何误差信息的可靠性。通过误差补偿，系统组成部分的几何误差是相关的。随机性质的误差不能得到补偿。机械校准过程中获得的误差测量将不可避免地包含系统误差和随机误差两个部分。为正确补偿系统误差，有效地分开这两个组成部分是至关重要的。现有的误差补偿方法中大多数都没有充分解决系统误差补偿中随机误差的影响。补偿的几何误差通常以误差校准样本的平均值为基准。这个均值基本上假定为一致的系统组件可补偿的误差，因为随机误差假设是过滤后的过程平均值。不幸的是，基本上这是不正确的，平均值的补偿可能导致严重不当的补偿，尤其是当校准过程中存在着明显的随机误差。在校准工作中，由于短期和暂时的干扰或噪声出现的无效样本或异常值，可以扭曲平均值偏离实际的系统误差，因而使用误差平均值可能导致不足或过多补偿。因此，采用一种加权方法考虑在误差样本中不同程度的随机误差分量发生的概率，可以更准确和更可靠地提取系统误差补偿的数据集。这样的统计方法需要大样本集进行校准，以便有足够大的数据存储密度运作。这样也导致了自动化技术、基于 DSP 的数据记录和分析系统的应用。

本节将介绍一个减少随机误差不利影响的统计方法，这种方法是校准数据集上的系统误差补偿中不可缺少的一部分。其基本思路是推断和隔离数据集的系统几何误差分量，通过适当分析随机误差幅度的概率，确定系统几何误差分量渗透的随机数据。该方法简单，直接适于实际应用。它包括三个主要步骤：首先，收集几何误差，误差带被分解成依次相续的类。其次，基于属于类的数据集的密度将属于每个类的随机误差的概率进行计算。这些概率用于统计分析，从系统误差数据集推导出最有可能的误差。最后，在推导出统计误差的基础上进行补偿。随机误差的影响包括那些因出现间歇性故障、噪声和干扰的影响，这种统计方法可以在很大程度上消除并分离对补偿效果不利的影响。当机械的精度要求相应较高时，这种优势就更加显著。下面提供了一个单轴压电陶瓷运动系统的非线性误差补偿的试验结果。与预期结果一致，试验结果表明相对于误差补偿的传统方法，统计误差补偿方法得到了不同的均值。增强的补偿结果可以实现。

5.10.1 概率方法

随机误差 $\delta(x)$ 定义为实际误差测量对整个数据集计算均值的偏差。在数学上，可以表示为

$$\delta(x) = \Delta y(x) - \Delta \bar{y}(x) \tag{5.27}$$

其中，Δy 是实际的误差测量，$\Delta \bar{y}$ 是上述数据集导出计算的均值，即

$$\Delta\bar{y} = \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\Delta y^{(k)} \tag{5.28}$$

n 是测量的总数目。在一般情况下，数学期望 $E[\delta]=0$。

众所周知，只有系统误差可以进行补偿，所以最好通过适当的系统设计将在校准过程中可能发生的随机误差尽量减少，因为它们是不能得到补偿的。在本节中正在介绍的主要困难不是企图补偿随机误差，而是减少随机误差对系统误差补偿产生的不利影响，因为系统性和随机部分两者同时存在于相同的误差测量之中。我们面临的挑战是如何有效地分离出这两个组成部分，以便可以基于纯粹的系统误差进行补偿。

大多数方法使用 $\Delta\bar{y}$ 作最终的补偿。在这些方法中，$\Delta\bar{y}$ 假定不受随机误差的影响，因此它相当于系统误差的部分，可以得到补偿。不幸的是，大量的随机误差出现在误差测量中，这些方法会产生一个严重不足的补偿。由于短期和暂时的干扰或噪声可以扭曲实际系统误差的平均偏置，无效的样本或异常值会在校准工作中出现，因此，只用样本均值可能导致不足或过度补偿。可以用加权方法滤除随机误差的影响，使用的统计分析可以用来为系统误差的机械补偿提取更准确和更可靠的数据。

为此，该误差带被分成子类。考虑 $2k+1$ 个误差类 s_j，$j=0$，±1，±2，$\cdots$，$\pm k$ 组成的一维空间，由式（5.27）定义的随机误差 δ 假设落入 s_j 类，则

$$(2j-1)L<\delta\leqslant(2j+1)L \qquad j=0,\pm1,\pm2,\cdots,\pm k \tag{5.29}$$

其中，L 是类的大小。同时，每类的大小最好是尽可能小，以便最大化整个类的误差分辨率，一个小 L 需要一个大的数据集。因此，实际使用每个类的大小应依赖于采集原始数据集中的可用资源。

类误差样本的数量属于这些类的幅度，可以计算出随机误差概率。如果类 s_j 包含 n_j 随机误差的样本，则

$$P(s_j)=\frac{n_j}{n} \tag{5.30}$$

这种概率定义显然满足了 $n\to\infty$ 公理化的理论。

理想情况下，如果$\Delta\bar{y}$ 代表一个几何误差的组成部分，大多数随机误差期望能在 s_0 集合所包含，即含有随机误差类 $\delta=0$ 应该是对应概率最高。否则，任何随机误差偏差现象应用来抵消误差均值，以便对系统性误差分量进行更准确的重构。这个均值偏差 $\bar{\delta}$ 可以从关于各种误差类的概率（$P(s_j)$，$j=0$，±1，±2，$\cdots$，$\pm k$）中获得

$$\bar{\delta} = \sum_{j}\tilde{\delta}_j P(s_j) \tag{5.31}$$

其中，$\tilde{\delta}_j=2jL$ 参考 s_j 类的中点，即$[(2j-1)L,(2j+1)L]$。因此，在统计意义

上“最可能”的系统误差可以计算为 $\Delta\bar{y}+\bar{\delta}$。

最后，可在此基础上按推导出的统计系统误差进行误差补偿。

5.10.2　试验

本节中的试验结果说明了统计方法的有效性，适用于线性压电陶瓷运动系统的非线性误差补偿。试验装置如图 5.35 所示。

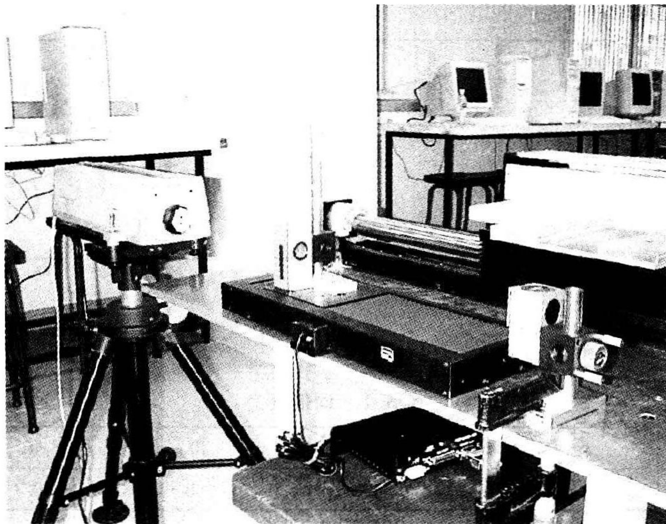


图 5.35　试验装置

使用的压电陶瓷电动机是 Nano Motion 有限公司制造的单轴伺服电动机，它有一个 0.1μm 有效分辨率的光学编码器。随机误差产生的主要来源包括：接触摩擦条件变化、黏滑效应、移动机械间隙、轴承单元变形、传感器电子电路瞬变、环境温度变化及轻微的结构振动。

使用 dSPACE 控制开发和快速原型系统，特别是集所有功能于一身的 DS1102 板，用来达到校准和补偿的目的。误差补偿用嵌入 Simulink 控制块查表的形式进行。

校准使用激光干涉仪在 50mm 沿线每隔 5mm 的一个特定点位上进行。因此，压电陶瓷电动机线性误差沿直线在 10 个点上进行测量。图 5.36 所示为收集的原始数据集，这些点分别来自 40 个完整的双向运动，即 $n=40$。由这 40 个点样本计算的每个平均值如表 5.1 所示。

组合的误差数据带分解到 $L=2\mu m$ 的子类，计算相应在每一类范围内随机误差的概率。图 5.37～图 5.39 明显显示了随机误差零偏置现象。10 点的 8 个校正位置中落入 s_0 类随机误差的概率低于 s_1 类随机误差的概率。这表明，样本平均值不能充分反映实际存在的系统误差。

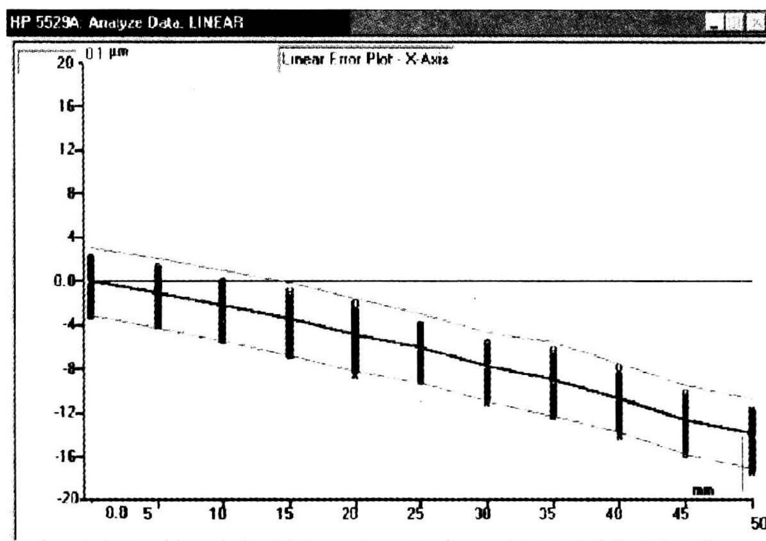


图 5.36　原始数据集的线性误差

表 5.1　均值误差

采样点/mm	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
均值误差 $\Delta\bar{y}$/μm	1.1	2.2	3.4	4.9	6.0	7.8	8.9	10.7	12.7	14.0

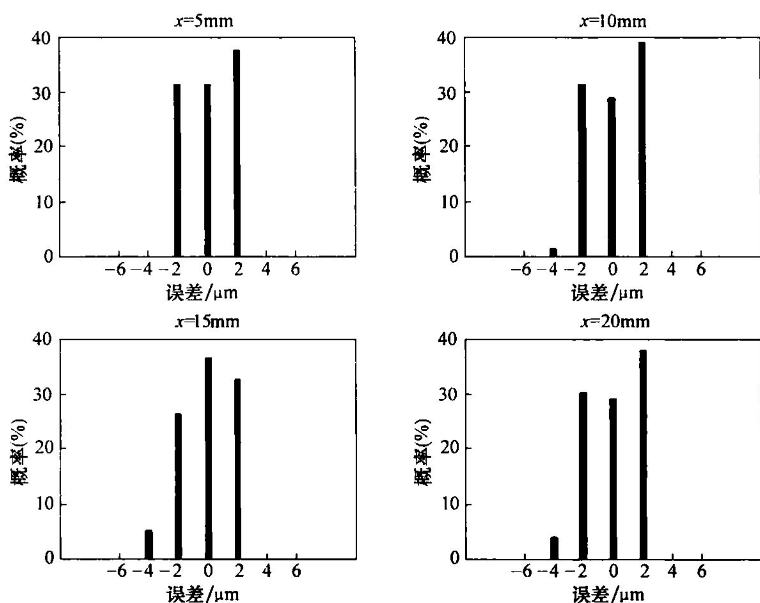


图 5.37　误差的概率分析（5 ~ 20mm）

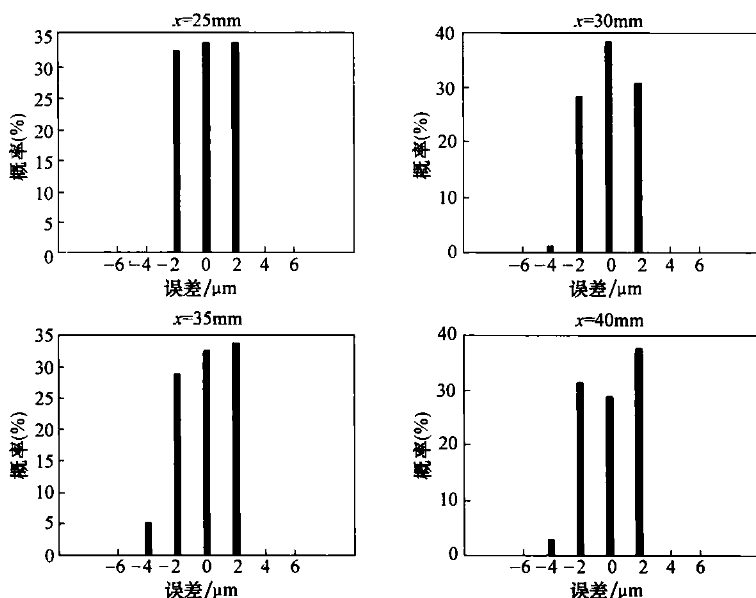


图5.38 误差的概率分析（25~40mm）

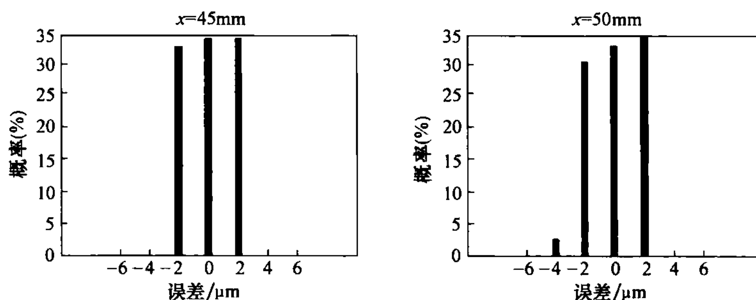


图5.39 误差的概率分析（45~50mm）

然后，根据这些平均值作出补偿。在同一位置补偿后进行了重新校准，试验结果如图5.40~图5.42所示。正如预期的那样，从这些图来看，很明显，经过补偿，“似乎”随机误差类继续展示出 s_0 类的强烈偏置。

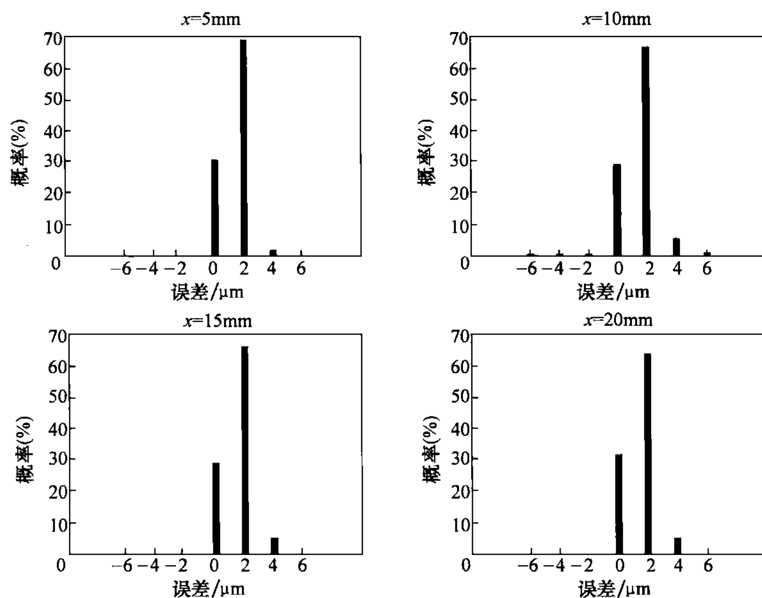


图 5.40　补偿后概率分析均值（5～20mm）

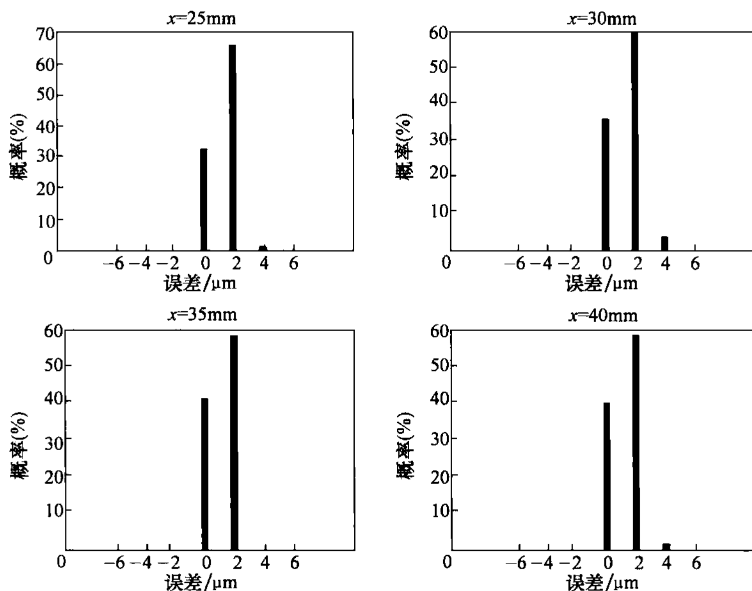


图 5.41　补偿后概率分析均值（25～40mm）

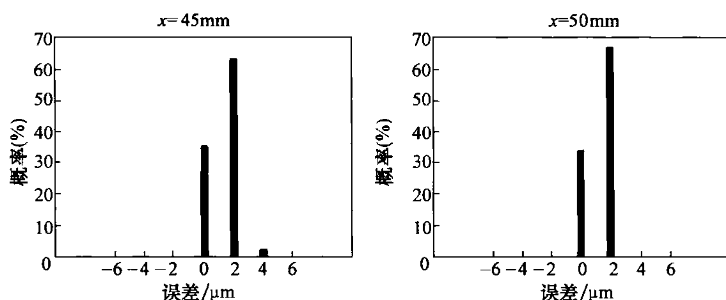


图 5.42　补偿后概率分析均值（45～50mm）

使用统计方法计算均值偏差（$\bar{\delta}$）如表 5.2 所示。这些值用来调整表 5.1 的补偿平均值。误差补偿后对相同的 10 个位置再次进行校准，补偿后所产生的随机误差如图 5.43～图 5.45 所示。相对于图 5.40～图 5.42，这些图中偏置现象已大为减少。统计方法在随机误差的影响下已经取得了对系统误差更准确的补偿。

表 5.2　均值偏差

采样点/mm	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
均值偏差 $\bar{\delta}$/μm	2	2	0	2	1	0	2	2	1	2

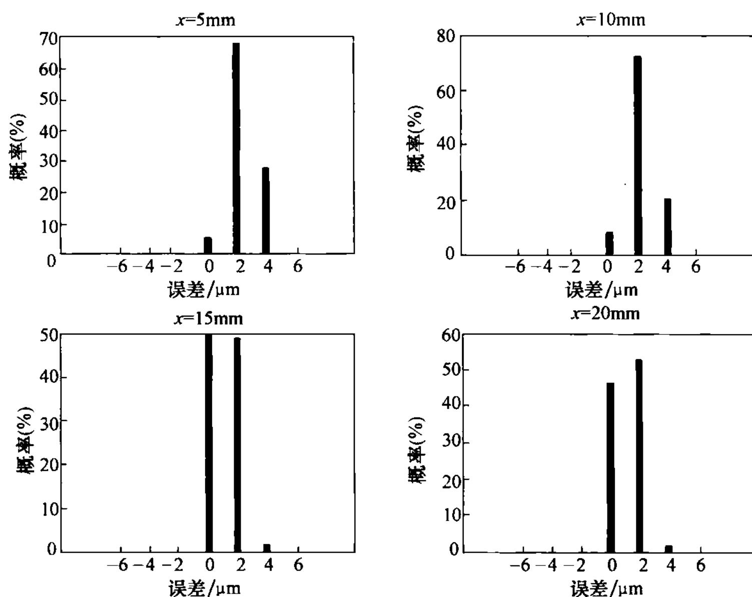


图 5.43　补偿后概率分析（5～20mm）

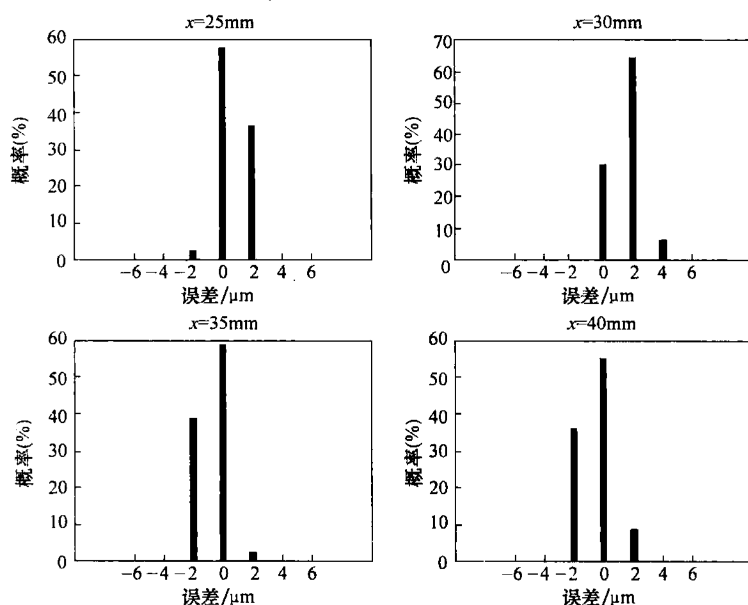


图 5.44　补偿后概率分析（25～40mm）

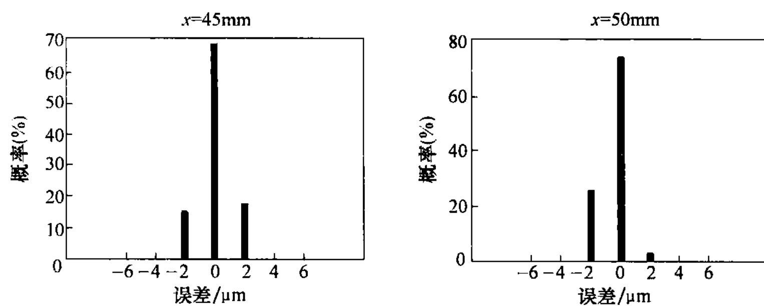


图 5.45　补偿后概率分析（45～50mm）

第 6 章　电子插值误差

运动控制的高精度和分辨率严重依赖于编码器测量的位置精度和分辨率。这些因素反过来又受该编码器制造技术的限制。迄今为止，线性光学编码器光栅尺可以制造出不到 4μm 的不同间距。但很明显，在制造过程中间距进一步减少，要受物理因素极大的制约。这意味着目前实现的 1μm 光学分辨率是四倍插值后得到的。使用模拟插值软件技术引起了人们的兴趣，可以进一步地提高编码器的分辨率，可以在线处理编码器模拟信号产生小中间位。

这种方式获得的相关位置信息的误差源可分为间距误差和插补误差。间距误差是由于制造比例公差和安装失真产生的。它们一般可以通过几何误差补偿同样的程序进行补偿。与插值误差相联系的间距内细分精度将影响所有完成的校准结果。编码器的理想信号是一对正弦波，它们之间具有正交相位差。插值处理这些成对的正弦波幅度和相位的相对差。如果插值计算时，这个周期对信号偏离理想波形，插值误差将会出现。插补前必须纠正这些偏差，采用数字信号处理技术减少插值误差。

本章将介绍电子插值误差的性质及解决这些误差校准和补偿问题的各种方法。

6.1　海德曼插值法

模拟编码器的信号往往偏离理想的正交正弦信号。对两正交正弦信号补偿均值误差，相位和幅度误差的技术最初是由海德曼（Heydemann）1981 年建立的。他用最小二乘法拟合有效地计算这些误差分量，并为两个非理想的正弦信号进行了校正。使用这种方法，伯奇（Birch）1990 年以纳米精度计算出光的边缘部位。通过利用角振幅的变化，伯奇将一正弦信号周期分成 N 段等角，以有效增加电气角分辨率。下面介绍海德曼插值法的原理。

定义 u_1 和 u_2 分别为理想的相位正交信号。正弦信号相互差 $\pi/2$ 相同相位为

$$u_1 = A\cos\delta$$

$$u_2 = A\sin\delta$$

其中，δ 表示的瞬时相位。如果这些信号用来制作李萨如（Lissajous）图形，将获得一个旋转向量来描述半径 A 的圆。向量的一个旋转周期，相当于一个 2π 光学相变。瞬时相位 δ 可直接获得

$$\delta = \arctan \frac{u_2}{u_1}$$

δ 从 $-\pi/2$ 到 $\pi/2$ 变化，而为了便于边缘分离，期望的相位范围为 0 到 2π。这可以通过适当的极性调整获得

$$\theta = \delta + \sigma$$

其中，$\sigma = 0$，u_1，$u_2 > 0$，

$= \pi$，$u_1 < 0$，

$= 2\pi$，$u_1 > 0$，$u_2 < 0$。

从编码器的角度来看，θ 对应一个增量变化 Δx，为

$$\Delta x = \frac{\theta}{2\pi} x_p$$

其中，x_p 是比例尺的间隔周期。因此，δ 识别的分辨率可确定用特定的光学编码器获得的最大插值。使用商用 12 位 A/D 转换器可以进行 4096 次插值。理论上，任意的高密度插值都可以用足够长的 A/D 转换器实现。

但实际情况是编码器的信号将偏离期望值。首先，实际信号可能有不同的均值，分别为 m_1 和 m_2，主要是由于电子信号处理偏置的影响。其次，由于相关的检测系统增益变化它们的幅度可能不一样。它们的比例记为 $G = A_1/A_2$，在理想情况下，$G = 1$。第三，可能有 $\pi/2$ 相移顶端的附加相移 ϵ。最后，还存在波形失真、噪声及任何漂移的影响，这就意味着由于非理想因素，环境因素也可能会随时间慢慢变化。

因此，实际编码器信号的描述方程为

$$\tilde{u}_1 = u_1 + m_1$$

$$\tilde{u}_2 = \frac{A\sin(\delta - \epsilon)}{G} + m_2 = \frac{u_2\cos\epsilon - u_1\sin\epsilon}{G} + m_2$$

方程结合有

$$A^2 = (\tilde{u}_1 - m_1)^2 + \frac{[(\tilde{u}_2 - m_2)G + (\tilde{u}_1 - m_1)\sin\epsilon]^2}{\cos^2\epsilon}$$

直接简化为

$$k_1 \tilde{u}_1^2 + k_2 \tilde{u}_2^2 + k_3 \tilde{u}_1 \tilde{u}_2 + k_4 \tilde{u}_1 + k_5 \tilde{u}_2 = 1 \quad (6.1)$$

其中

$k_1 = [A^2\cos^2\epsilon - m_1^2 - G^2 m_2^2 - 2G m_1 m_2 \sin\epsilon]^{-1}$

$k_2 = k_1 G^2$

$k_3 = 2k_1 G\sin\epsilon$

$k_4 = -2k_1 [m_1 + G m_2 \sin\epsilon]$

$k_5 = -2k_1 G [G m_2 + m_1 \sin\epsilon]$

方程（6.1）为线性参数化形式，适合使用最小二乘法拟合，得出 $k_1 \sim k_5$ 的常规估计，从这些补偿参数可以得出如下

$$\epsilon = \arcsin\left[\frac{k_3}{\sqrt{4k_1k_2}}\right]$$

$$G = \sqrt{\frac{k_2}{k_1}}$$

$$m_1 = \frac{2k_2k_4 - k_3k_5}{k_3^2 - 4k_1k_2}$$

$$m_2 = \frac{2k_1k_5 - k_3k_4}{k_3^2 - 4k_1k_2}$$

$$A = \frac{\sqrt{4k_2(1 + k_1m_1^2 + k_2m_2^2 + k_3m_1m_2)}}{4k_1k_2 - k_3^2}$$

这样得出的估计数是无偏的，并且使用更大的数据集可以减少噪声的影响（方差）。因此，校正信号 $\bar{u}_1$ 和 $\bar{u}_2$ 为

$$\tilde{u}_1 = (\bar{u}_1 - m_1)/A$$

$$\tilde{u}_2 = \frac{(\bar{u}_1 - m_1)\sin\epsilon + G(\bar{u}_2 - m_2)}{A\cos\epsilon}$$

该校正相位可得

$$\bar{\delta} = \arctan\frac{\bar{u}_2}{\bar{u}_1}$$

据此可以计算出 $\bar{\theta}$，相对位移推导出

$$\Delta\bar{x} = \frac{\bar{\theta}}{2\pi}x_p$$

其中，x_p 表示光栅间距。非校正位移为

$$\Delta\tilde{x} = \frac{\tilde{\theta}}{2\pi}x_p$$

因此，插值误差进行补偿，给出

$$e_{\Delta(\tilde{x})} = \Delta\bar{x} - \Delta\tilde{x} = \frac{x_p}{2\pi}(\bar{\theta} - \tilde{\theta})$$

6.1.1　插值界

为了使移位 Δx 可以按分辨率 R 得到测量，θ 必须满足 $\theta_r \leqslant 0.5\pi R$ 的分辨率。因此，如果 $R = 0.01\mu\text{m}$，相位必须得到一个 $\theta_r = 0.0157$ 弧度的分辨率。这带来对 u_1 和 u_2 信号测量直接产生的精度要求。表6.1所示为海登海因（Heidenhein）

线性编码器 LIP401 测量精度要求，它具有 4μm 的典型信号周期与峰峰值电压为 1V 的模拟信号输出。

信号测量精度也决定了理想插值所允许的最大噪声振幅。相反，给定噪声幅度，可实现的编码器插补也是固定的，而不论测量精度如何。

表 6.1 推荐信号测量分辨率

插值	位置分辨率 R/μm	信号分辨率/V	A/D 转换位长度/位
40	0.1	0.05	5
400	0.01	0.005	8
4000	0.001	0.0005	12

6.1.2 校准和补偿

沿着比例尺低速移动编码器头越过比例尺整个长度可得到信号 $\tilde{u}_1$ 和 $\tilde{u}_2$。偏移量参数可从编码器具体指示的信号中获得。插值误差 e_Δ 相应计算得出。

该插补误差补偿的过程为：首先，越过光学尺度的整个长度来校准误差。其次，误差建模，通常用非参数形式（如一个查表），或者使用参数模型。最后以误差模型为基础在线进行误差补偿。

6.2 增强插值法

海德曼插值方法通常需要确定的高精度控制系统模/数转换器和一个计算所需分辨率电角度的高速 DSP。因此，海德曼插值方法并不适用于只有数字增量编码器接口的典型伺服控制器。此外，该方法还结合繁琐的正弦插值校正，自校正参数校准必须离线进行。因此，能够提供插值的大多数伺服控制器，都假设有完美正交正弦信号。有关的分辨率规格可以实现，但伴随的准确性无法得到保证。正弦电流的校正效果也没有考虑波形失真的形状误差，即实际的信号可能是周期性的，但未必是完全正弦。对亚微米级的分辨率和精度要求，这当然属于严重的误差。

本节提出了一种新的方法，它独立于伺服控制器来进行校正和插值。因此，该方法适用于大多数伺服控制器，包括只有数字增量编码器接口的伺服控制器。其基本思路是基于现有的编码器正交正弦信号获得高阶正弦波。这些高阶信号又可以转换为一系列二进制的高频脉冲，可随时按标准伺服控制器解码。用一个查表来实现很少计算要求的想法。正弦校正包括平均值和相位偏移、振幅差异和波形失真，可直接在查表反映。该表可以自适应在线更新，以反映随后的任何修改或编码器信号的漂移。仿真和试验结果提供了实现的原理和方法、以及增强插值

方法的适用性。

6.2.1 增强插值法的原理

该强化的插值方法的基本思想是由基础信号获得高阶正弦信号。由这些信号可以生成二进制脉冲，可随时为位置信息由标准的伺服控制器进行解码。例如，由 $\sin\alpha$ 和 $\cos\alpha$ 值，$\sin2\alpha$ 和 $\cos2\alpha$ 可从三角关系得到

$$\begin{aligned}\sin2\alpha &= 2\sin\alpha\cos\alpha \\ \cos2\alpha &= 1-2\sin^2\alpha\end{aligned} \tag{6.2}$$

一般来说，假设 $\sin\alpha$ 和 $\cos\alpha$ 是足够精确已知的，$\sin n\alpha$ 和 $\cos n\alpha$（$n\in\mathbf{Z}>1$）可以从下面的通用方程推导

$$\begin{aligned}\sin n\alpha &= n\cos^{n-1}\alpha - C_n^3\cos^{n-3}\alpha\sin^3\alpha \\ &\quad + C_n^5\cos^{n-5}\alpha\sin^5\alpha - \cdots \\ \cos n\alpha &= \cos^n\alpha - C_n^2\cos^{n-2}\alpha\sin^2\alpha \\ &\quad + C_n^4\cos^{n-4}\alpha\sin^4\alpha - \cdots\end{aligned} \tag{6.3}$$

使用电子比较器来检测跨越零，从正交二进制脉冲也可获得 $\sin n\alpha$ 和 $\cos n\alpha$。使用标准的伺服控制器或数控系统，这些脉冲更容易解码位置信息。从这些信号还可获得4倍插值信号。这种方法省去了为插值目的在控制系统中设置精确模/数信号采集和处理单元，因为插补已独立于控制器完成。

查表将作为推断引擎来提供的信号插值（见6.2.2节的内容）。原编码器信号的误差可直接在查表的条目中反映而不用任何单独的校正机制。这些误差除了通常的均值和相位偏移，还包括波形畸变误差。

6.2.2 构建一个查表

插值前，重要的是要根据6.1节的内容纠正来自编码器信号的误差，虽然 $\sin n\alpha$ 和 $\cos n\alpha$，可从方程（6.3）计算，但在要求高速处理编码器信号时，公式计算就太没效率了，特别是在 n 很大的时候。查表可以设计得具有高效处理的能力。如果输入 $\tilde{u}_1=\sin\alpha$ 和 $\tilde{u}_2=\cos\alpha$，这个表可直接输出 $\sin n\alpha$ 和 $\cos n\alpha$ 的值。

1. 仅基于 $\tilde{u}_1$ 的查找表

为了简化的推论过程，$\sin n\alpha$ 和 $\cos n\alpha$ 的值可预先计算并记录，相对应于任一 $\tilde{u}_1$ 和 $\tilde{u}_2$ 预先确定的样本，以及它们的符号（为了说明，$\tilde{u}_1$ 和 $\tilde{u}_2$ 的符号将用于此目的）。为了简化表格的处理，这些样本在 $-1\sim1$ 的整个幅度范围等角索取，而不是在超过一个周期的整个电气角范围内索取。

例如，考虑 $n=16$ 和 $s=1024$。查表在一个周期内相应的设置如表6.2所示。

表 6.2　仅基于 $\tilde{u}_1$ 的查找表

指　数	1, …, s-1, s	…	3s+1, …, 4s-1, 4s
范围	0~π/2	…	3π/2~2π
$\tilde{u}_1$	1/s, …, (s-1)/s, 1	…	-1, …, -(s-1)/s, -1/s
sin16α	0.016, …, -0.649, 0.000	…	0.649, …, -0.016, 0.0
cos16α	0.999, …, 0.760, 1.000	…	0.760, …, 0.999, 1.0

给定 $\tilde{u}_1$ 的实时值和 $\tilde{u}_2$ 的符号，相关的表项可直接定位，因为采样间隔是固定和已知的。表 6.3 作为搜索的表，旨在有效地找到相关条目。索引 N_s，N_c，N_0 首先定义为

$$N_s = \mathrm{round}(s \times \tilde{u}_1)$$
$$N_c = \tilde{u}_2 \tag{6.4}$$
$$N_0 = s$$

这种制表方法的一个潜在的问题出现，由于机电角 α，$\tilde{u}_1$ 的振幅具有大的非线性变化。使用预先录制的样本 $\tilde{u}_1$，同样幅度间距，将意味着相对时间有一个不同的角度间隔，如图 6.1 所示。

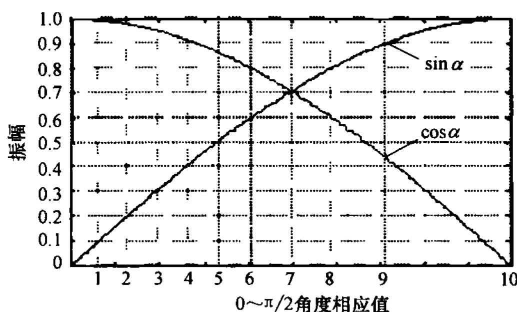


图 6.1　角振幅的变化

这个角分辨率不够接近 $\tilde{u}_1 = \sin\alpha \approx 1$。因此，为了这个信号记录的部分有足够的信息，$s$ 必须是非常大，这相应意味着一个大的查表。图 6.2 所示为当 $s=5000$ 和 $n=64$ 时的插值结果。sin64α 和 cos64α 的波形在sinα≈1 周围失真。

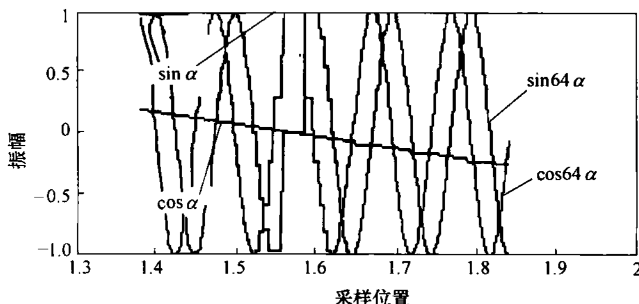


图 6.2　基于 $\tilde{u}_1$ 的插值

表6.3　索引表

条　件	n_{index}	α	采用 $\tilde{u}_1$ 或 $\tilde{u}_2$
$N_s>0$ 且 $N_c>0$	N_s	$0\sim\pi/2$	$\tilde{u}_1$
$N_s>0$ 且 $N_c<0$	$2N_0-N_s$	$\pi/2\sim\pi$	$\tilde{u}_1$
$N_s\leqslant0$ 且 $N_c>0$	$3N_0+N_s$	$3\pi/2\sim2\pi$	$\tilde{u}_1$
$N_s\leqslant0$ 且 $N_c<0$	$3N_0-N_s$	$\pi\sim2\pi/3$	$\tilde{u}_1$

2. 基于 $\tilde{u}_1$ 和 $\tilde{u}_2$ 的查找表

为了克服这一困难，$\tilde{u}_1=\sin n\alpha$ 和 $\tilde{u}_2=\cos n\alpha$ 的两振幅可预先录制，因为靠近 $\sin\alpha\approx1$ 区域，幅度和相位角之间 $\tilde{u}_2=\cos\alpha$ 有一个更均匀的关系。因此，$\tilde{u}_2$ 用于推断程序更加有效，而不是使用这些 $\sin\alpha\approx1$ 附近的区域。为此，一个方法是 $|\tilde{u}_1|<0.707$，$\tilde{u}_1$ 将作为基础用于搜索的表项。否则，$\tilde{u}_2$ 的振幅用于代替 $\tilde{u}_1$。从本质上讲，这意味着查找表现在对应 $\tilde{u}_1$ 和 $\tilde{u}_2$ 的变化由多部分组成。$n=16$ 查找表如表6.4所示。

表6.4　基于 $\tilde{u}_1$ 和 $\tilde{u}_2$ 的查找表

指　数	$1, \cdots, s-1, s$	$s+1, s+2, 2s$	…	$7s+1, \cdots, 8s-1, 8s$
范围	$0\sim\pi/4$	$\pi/4\sim\pi/2$	…	$7\pi/4\sim2\pi$
$\sin16\alpha$	0.999, …, 1.000	0.999, …, 0.0	…	0.000, …, 0.000
$\cos16\alpha$	0.016, …, 0.000	0.023, …, 1.000	…	1.000, …, 1.000

为方便有效和快速地访问的查表的适当部分，索引表（类似于表6.3）是有用的。为此，索引 N_s，N_c，N_0 定义为

$$
\begin{aligned}
N_s &= \text{round}\left(\frac{s}{\sin(\pi/4)}\times\tilde{u}_1\right)\\
N_c &= \text{round}\left(\frac{s}{\sin(\pi/4)}\times\tilde{u}_2\right)\\
N_0 &= \text{round}(s\times\sin(\pi/4))
\end{aligned}
\tag{6.5}
$$

根据这些索引，表6.5给出的实际的点可直接定位适当的 $\sin n\alpha$ 和 $\cos n\alpha$（n 索引），分别对应 $\bar{u}_1$ 和 $\bar{u}_2$ 的各部分。

表6.5　索引表

条　件	n_{index}	α	用 $\tilde{u}_1$ 或 $\tilde{u}_2$
$N_s>N_0$ 且 $N_c>0$	$2N_0-N_c$	$\pi/4\sim\pi/2$	$\tilde{u}_2$
$N_s>N_0$ 且 $N_c<0$	$2N_0+N_c$	$\pi/2\sim3\pi/4$	$\tilde{u}_2$
$N_s\leqslant-N_0$ 且 $N_c>0$	$6N_0-N_c$	$5\pi/4\sim3\pi/2$	$\tilde{u}_2$

（续）

条　件	n_{index}	α	用 $\tilde{u}_1$ 或 $\tilde{u}_2$
$N_s \leq -N_0$ 且 $N_c < 0$	$6N_0 + N_c$	$3\pi/2 \sim 7\pi/4$	$\tilde{u}_2$
$N_c > N_0$ 且 $N_s > 0$	N_s	$0 \sim \pi/4$	$\tilde{u}_1$
$N_c > N_0$ 且 $N_s < 0$	$8N_0 + N_s$	$7\pi/4 \sim 2\pi$	$\tilde{u}_1$
$N_c \leq -N_0$ 且 $N_s > 0$	$4N_0 - N_s$	$3\pi/4 \sim \pi$	$\tilde{u}_1$
$N_c \leq -N_0$ 且 $N_s < 0$	$4N_0 + N_s$	$\pi \sim 5\pi/4$	$\tilde{u}_1$

图 6.3 所示为 $s=707$ 和 $N=64$ 的插值结果。即使 $s=707$，也没有任何波形畸变，这比在图 6.1 所用的小（图 6.1 中 $s=5000$）。

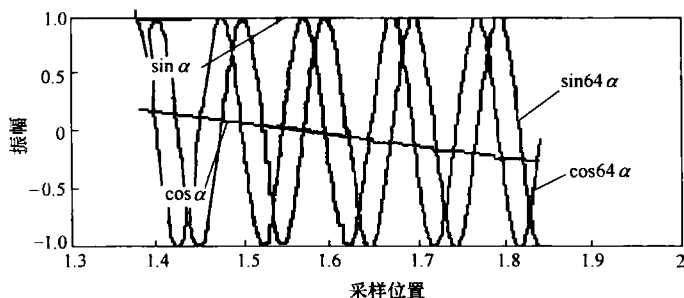


图 6.3　基于 $\tilde{u}_1$ 和 $\tilde{u}_2$ 的插值

3. 最大插值

实现的最高插值 n^* 受限于在一个周期内原始编码器正弦信号记录样本的最低数目，也受限于一个周期内出现的高阶正弦信号所需样品的最低数目，根据下列公式可获得 n 的数值

$$n^* = \frac{4s_1}{s_2} \tag{6.6}$$

其中，s_1 是在一个 $\sin\alpha$ 周期内所录得的最低样本数，s_2 是出现了一个 $\sin n\alpha$ 周期内的最低样本数量。例如，如果 $s_2=6$，并需要插值 1024（即 $n^*=1024$），则 $s_1=1536$，也就是说，在一个原信号周期内至少需要得到 1536 个样本。

4. 波形畸变

海德曼方法假设从编码器得到的信号为周期正弦信号且无波形失真。实际上，实际编码器信号的波形偏离了理想的正弦波波形。因此，在假设理想正弦波波形基础上的修正可能会产生不准确的位置信息，这对高精度的应用要求是不可以接受的。更合理的假定是编码器信号为周期性的和重现性好的波形，不一定是正弦波。本案中，由于非正弦波可用，可以采用误差映射方法，映射非正弦波误差到正弦波的误差，如图 6.4 中所示。6.2.2 节的查表继续适用。

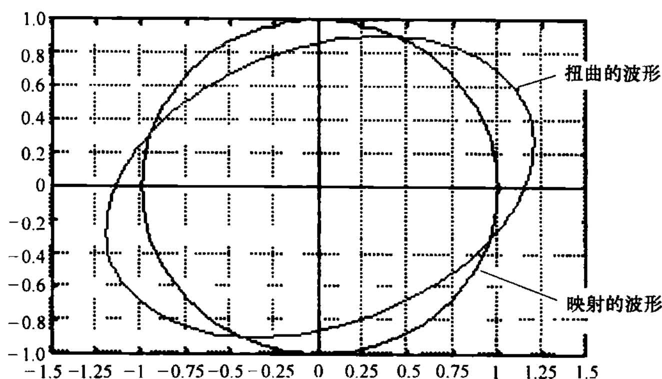


图6.4　波形误差映射

5. 转换为二进制脉冲

为使编码器的信号便于由通用增量编码器接口接收，正交正弦信号必须转换为二进制脉冲序列。一个模拟比较器可用来将高阶正弦信号转化为脉冲信号，如图6.5所示。相关的正弦信号过零时，比较器将简化开关脉冲信号。该模拟信息的其余部分都不会被使用。

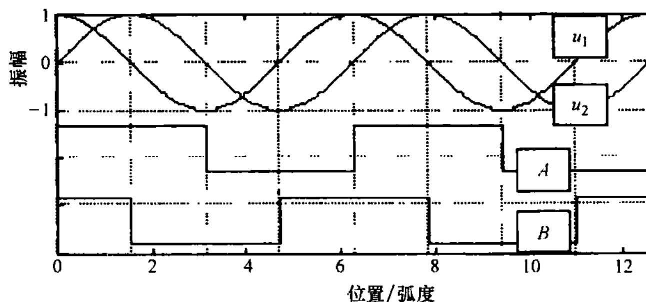


图6.5　正交正弦信号解码

另外，这种转化可以更有效地在查找内表完成。$\sin n\alpha$ 和 $\cos n\alpha$ 表项可以直接转换成二进制值（分别 A 和 B）根据下面的公式

$$A=\begin{cases}1 & \text{当} \quad \sin n\alpha \geqslant \delta \\ -1 & \text{当} \quad \sin n\alpha \leqslant -\delta\end{cases} \tag{6.7}$$

$$B=\begin{cases}1 & \text{当} \quad \cos n\alpha \geqslant \delta \\ -1 & \text{当} \quad \cos n\alpha \leqslant -\delta\end{cases} \tag{6.8}$$

因此，A 和 B 可以是正交方形曲线，直接从表6.4产生。根据测量噪声的门限，δ 可以是0或一个小数值集合。

6. 直接转换为位置数字

表 6.4 中的脉冲信息可以很容易地转换成数字位置值，可为控制的目的直接使用，而无需再计算。这一点尤其可以把上述插值方法集成到一个普通的数字控制器中来实现。另外，PC 总线和一般运动控制器中可以使用该编码器卡，可以直接从寄存器或共享内存中获取数字位置值。在这种情况下，不必为编码器卡使用 D/A 转换器。

6.2.3 试验

采用具有高速 A/D 卡的 dSPACE 控制器并使用海登海因线性编码器 LIP481 获取原始正交正弦信号来进行预插值信号调理。这种补偿参数为：$m_1=0.0126$，$m_2=1.4483\mathrm{e}-004$，$A_1=0.1331$，$A_2=0.1221$。随后基于增强的方法进行了插值。图 6.6 所示为 $n=4$ 的插值结果。图 6.7 所示为 $n=16$ 的插值结果。

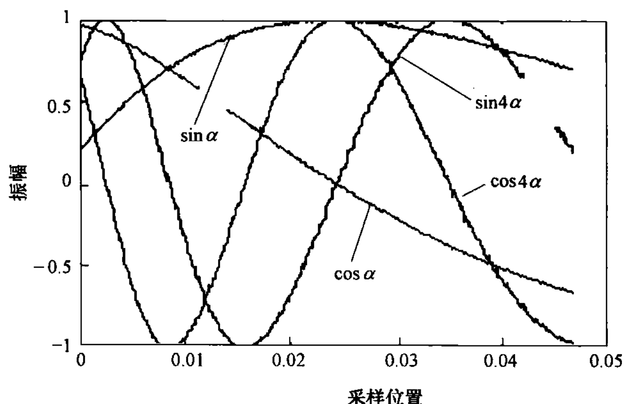


图 6.6　插值结果（$n=4$）

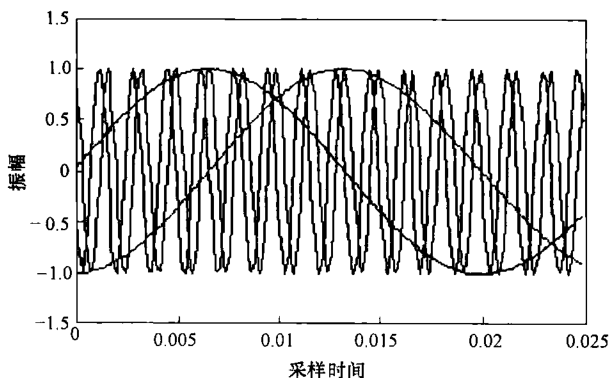


图 6.7　插值结果（$n=16$）

图 6.8 所示为 $n=16$ 的插值结果，此外，其中的查表项转换为二进制值直接

产生二进制脉冲。为了使脉冲（类似的振幅）更清楚地显示在图6.8中，B 的振幅是故意设置为0.8。图6.9所示为 $n=32$ 的插值结果。

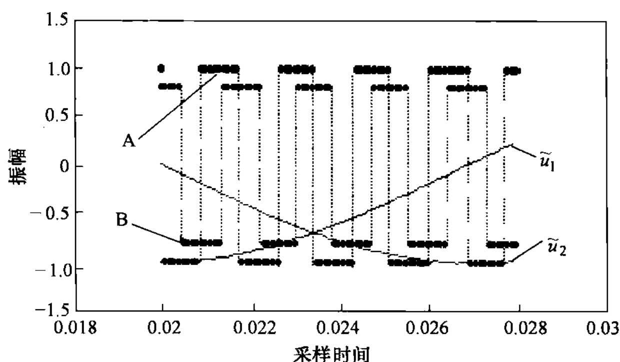


图6.8　转换正交插值与脉冲（$n=16$）

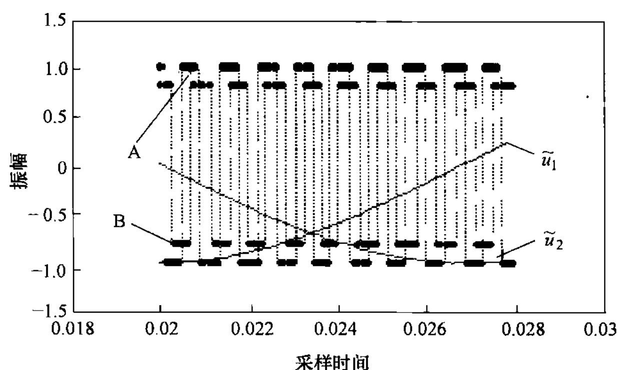


图6.9　插值和正交脉冲转换（$n=32$）

为了更清楚地说明非正弦编码器信号和使用映射校正的情况，三角波被模拟和映射到正弦信号。$n=8$ 的插值结果及其李萨如图形如图6.10所示。

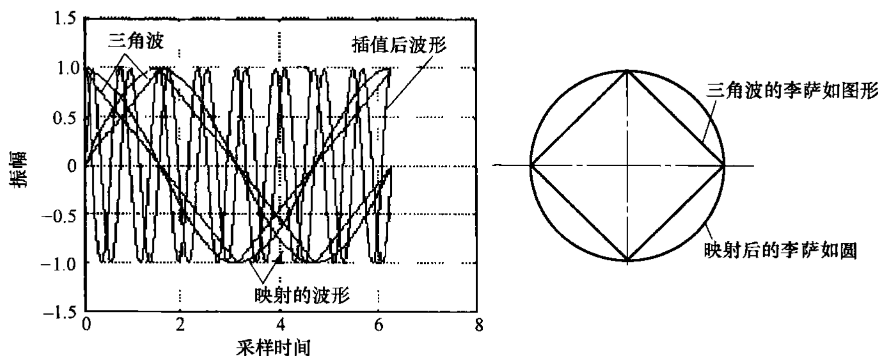


图6.10　映射的插值结果及其李萨如图形（$n=8$）

6.3 插值的参数模型

用查表插值可以提高编码器的分辨率。但是，这种方法会导致类似在第 5 章介绍的几何补偿查表方法的缺点。径向基函数（RBF）神经网络可以任意平稳良好地逼近任意非线性函数。在只有输入/输出对可用和明确的关系是未知时，这些函数特别有用。根据现有的正弦信号，有效的插值可以看做是一个可用数据的处理过程。径向基函数神经网络的训练需要在多维空间中寻找最适合可用数据的平面。本节将介绍如何在提出各种可能的结构中，实现最简单的径向基函数结构，最大限度地减少了充分适应映射过程中的数据冗余。

简化径向基函数网络分两个阶段。第一阶段主要是有关输入的编码器非理想信号的径向基函数修正，包括均值、相位偏移、振幅和波形畸变的偏差补偿。径向基函数神经网络可以在线自适应更新，以反映任何编码器的信号后续变化或漂移的特性。第二阶段旨在从第一阶段信号校正的基础上导出高阶正弦信号，将一系列高频二进制脉冲进行转换，进而可以很容易地由标准伺服控制器进行解码。本节中介绍了限制和影响插值精度的因素，并给出了试验结果，描述了实际应用的原理和开发方法。

6.3.1 插值方法的原理

径向基函数网络整体配置的两个阶段（为编码器插补）如图 6.11 所示。两个阶段由预补偿阶段和插值阶段组成。预补偿阶段的输入是来自于编码器 $\bar{u}_1$ 和 $\bar{u}_2$ 的正交信号阶段，预补偿的输出作为直接送到插值阶段的输入。插值阶段的输出是更高阶的正弦波，sin$n\alpha$ 和 cos$n\alpha$（其中 n 称为插值的阶）。

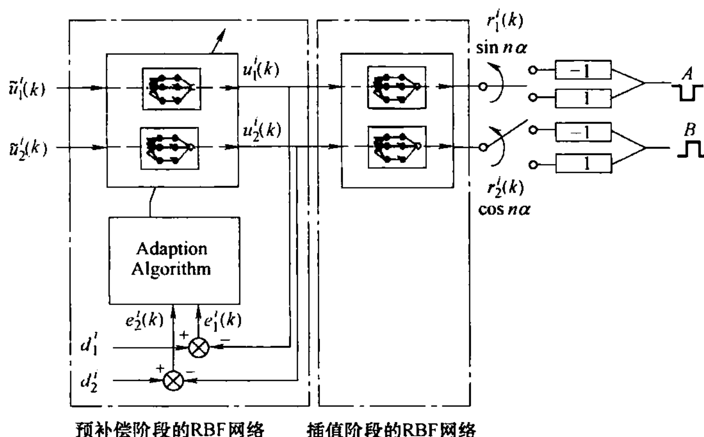


图 6.11 径向基函数网络整体配置的两个阶段

两个阶段都使用了一个两层径向基函数网络配置。预补偿阶段校正了编码器原始信号的误差。改进校正过程采用了一种适应算法，因为原始信号的误差特性表现出一种从时间到时间漂移的倾向。每当信号有 M 个时间的新一批样本可以利用时，在线批处理更新过程对第一阶段（预补偿阶段）的径向基函数进行更新。更新过程基于改进的递推最小二乘算法（Ljung 1997 年）。基于从前面的预补偿阶段来的校正信号，插值阶段推导出了高阶正弦波。

对于这两个阶段，目标可概括如下。

给定一个 p 维输入空间中具有 N 个不同的点的集合（即 $x^k \in \mathscr{R}^p$，$k=1$，2，$\cdots$，N）和一个 q 维空间中相应 W 个输出点的集合，（即 $d^k \in \mathscr{R}^q$，$k=1$，2，$\cdots$，W）。必须找到一个映射函数：$\Im:\mathscr{R}^p \to \mathscr{R}^q$ 完成这个关系，使得 $\Im(x^k)=d^k$，$k=1$，2，$\cdots$，N。对于预补偿阶段，映射函数将映射编码器原始的信号（$\bar{u}_1$，$\bar{u}_2$）到校正信号（u_1，u_2），从而成为插值阶段的输入。对于插值阶段，映射函数将实现从 u_1、u_2 到高阶正弦波 r_1、r_2 的映射。

首先定义随后描述中会出现的符号如下，相对应的第 k 帧（批）的数据 $i=1$，2，$\cdots$，M；$j=1$，2：

$$e_j^i(k)=d_j^i-u_j^i(k)$$

$$E_j(k)=\frac{\sum_{i=1}^{M}[e_j^i]^2(k)}{M}$$

$$u_j^i(k)=\sum_{r=1}^{N} w_{r_j}(k)\phi_{r_j}^i(\bar{u}_j^i(k))$$

$$\phi_{r_j}^i(\bar{u}_j^i(k))=\exp\left[-\frac{\| u_j^i(k)-c_j(k)\|^2}{2\sigma_j(k)^2}\right]$$

$$W_j(k)=[w_{1_j}(k)\quad w_{2_j}(k)\cdots w_{N_j}(k)]^{\mathrm{T}}$$

$$\Phi_j^i(k)=[\phi_{1_j}^i(\bar{u}_j^i(k))\quad \phi_{2_j}^i(\bar{u}_j^i(k))\cdots\phi_{N_j}^i(\bar{u}_j^i(k))]^{\mathrm{T}}$$

6.3.2　预补偿阶段

编码器信号中常见的误差包括均值、相位偏移、振幅偏差和波形畸变。为了减少插值的误差，插值之前，必须校正这些误差。图 6.11 显示了如何将这些误差部分使用预补偿阶段的自适应径向基函数网络的方式予以解决。如前所述，为了这个目的，自适应方法是有用的，因为编码器原始信号的误差特性可能随时间漂移。

理想情况下，正交编码器信号（分别记为 u_1 和 u_2）是同样的正弦信号，相互有 $\pi/2$ 相位差

$$u_1=A\cos\alpha \qquad u_2=A\sin\alpha$$

其中，α 为瞬时相位，A 表示该信号的振幅。如果没有波形畸变，有关理想与实

际编码器信号的通用方程，可根据海登海因（Heydermann）于1981年的研究得到

$$\bar{u}_1 = u_1 + m_1 \qquad \bar{u}_2 = \frac{A_1 \cos(\alpha - \varepsilon)}{G} + m_2$$

其中，m_1 和 m_2 是信号的平均值，ε 是相移。$\bar{u}_1$ 和 $\bar{u}_2$ 是从编码器获得的值。$G = A_1/A_2$，且 A_1 和 A_2 是编码器信号的实际幅度。偏移量参数 m_1 和 m_2，ε 和 G 可使用最小二乘估计方法对原始信号操作进行估计。

使用两层径向基函数网络，这种校正可以很容易地从原始信号映射到理想的信号完成。此外，不同于海德曼方法，波形畸变可用映射函数直接解决。为了使预补偿阶段的径向基函数网络在其误差特征可能变化期间进行参数自适应微调，需要一个自适应算法。这里使用的自适应算法是递推最小二乘算法（Ljung 1997年）修改后的版本。径向基函数网络的参数都在李雅普诺夫意义上更新，以使公式（6.9）的误差可渐近收敛到零。下面的算法是用来更新径向基函数网络的参数（算法中只有说明了径向基函数网络的权值调整，径向基函数网络的其他参数的调整是类似的，例如中心值）。

$$W_j(k) = W_j(k-1) + \delta_j^i(k)\lambda_j^i(k)$$

其中

$$\delta_j^i(k) = \frac{\Phi_j^i(k)}{\|\Phi_j(k)\|^2}\left[1 - \rho\frac{e_j^i(k-1)}{|\lambda_j^i(k)|}\right] \tag{6.9}$$

和　$0 \leqslant \rho < 1$，

$$\lambda_j^i(k) = d_j^i - W_j^{\mathrm{T}}(k-1)\Phi_j^i(k)$$

其中，$i = 1, 2, \cdots, M$；$j = 1, 2$。

下面验证该算法的收敛性。假设选择李雅普诺夫能量函数为 $V(k) = E_j(k)$。因此

$$\begin{aligned}
\Delta V(k) &= V(k) - V(k-1) \\
&= E_j(k) - E_j(k-1) \\
&= \frac{\sum_{i=1}^{M}[e_j^i]^2(k)}{M} - E_j(k-1) \\
&= \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}(d_j^i - u_j^i(k))^2 - E_j(k-1) \\
&= \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}(d_j^i - W_j^T(k)\Phi_j^i(k))^2 - E_j(k-1) \\
&= \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}(d_j^i - (W_j^T(k-1) + \lambda_j^{i^T}(k)\delta_j^{i^T}(k))\Phi_j^i(k))^2 - E_j(k-1) \\
&= \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}(d_j^i - W_j^T(k-1)\Phi_j^i(k) - \lambda_j^{i^T}(k)\delta_j^{i^T}(k)\Phi_j^i(k))^2 - E_j(k-1)
\end{aligned}$$

$$= \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}(\lambda_j^{iT}(k) - \lambda_j^{iT}(k)\delta_j^{iT}(k)\Phi_j^i(k))^2 - E_j(k-1)$$

$$= \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}(\lambda_j^{iT}(k)(1 - \delta_j^{iT}(k)\Phi_j^i(k)))^2 - E_j(k-1) \tag{6.10}$$

将方程（6.9）代入方程（6.10）

$$\Delta V(k) = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}\left(\rho\frac{e_j^i(k-1)}{|\lambda_j^i(k)|}\right)^2 - E_j(k-1)$$

$$= -\frac{1}{M}[1-\rho^2]E_j(k-1) < 0$$

因此，在李雅普诺夫稳定性理论，方程（6.9）的逼近误差是稳定的，并且将收敛在半径 τ 的超球内（τ 是一个较小的值）。图6.12所示为径向基函数网络预补偿阶段前后的基本编码器信号。基本原始信号的各种误差组成部分在这个阶段后会得到校正。随后的插值阶段将只处理理想的正弦信号。

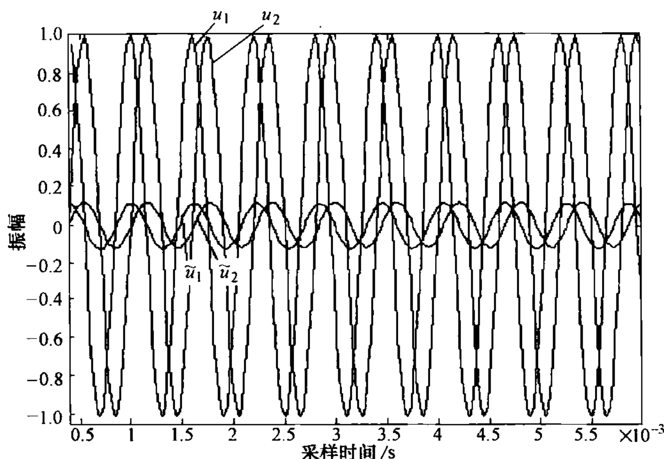


图6.12　径向基函数网络预补偿阶段前后的基本编码器信号

6.3.3　插值阶段

插值阶段的输入是来自于预补偿阶段的 u_1 和 u_2。从插值阶段输出的是高阶正弦波的瞬时值，即 r_1 和 r_2（输出依赖于插值的 n 阶）。利用径向基函数网络来实现这种映射。该网络进行离线训练，其中径向基函数网络的权值（ω_{is}）和中心值（c_{is}）是进行调整的自由参数。随着插值阶数的增加，网络的内存需求也相应增加，因为映射函数$\Im(.)$将变得更加复杂。因此，更多的计算单元（ϕ_{is}）（和后来的权值 μ 要进行调整），以实现插值。

为了减少这种径向基函数网络单个阶段的内存要求，尽量减少径向基函数网

络内的冗余水平是有用的。为此，值得注意的是纯正弦波有很强的对称度。只考虑一个完整正弦波的四分之一周期，输入的绝对值（$|u_1|$ 和 $|u_2|$）与高阶正弦波输出的绝对值（r_1 和 r_2）之间映射函数$\Im(.)$ 可充分反映完整信号的输出。高阶正弦波（r_1 和 r_2）的符号可根据表 6.6 推断恢复 u_1 和 u_2 的符号。

有许多不同的方法来调整径向基函数网络的参数。它们包括"固定中心随机选定"、"自组织选择中心值"和"监督选择中心值"方法。读者可参考海金（Haykin）1994 年对于可校正技术的更详细的介绍。

表 6.6 调度表

$u_1^i(k)$	$u_2^i(k)$	范　围	输　出
$u_1^i(k) \geq 0$	$\rightarrow u_2^i(k) \geq 0$	$0 \sim \pi/2$	$\rightarrow r_1^i(k)$ $\rightarrow r_2^i(k)$
	$\rightarrow u_2^i(k) < 0$	$\pi/2 \sim \pi$	$\rightarrow r_1^i(k)$ $\rightarrow -r_2^i(k)$
$u_1^i(k) < 0$	$\rightarrow u_2^i(k) \geq 0$	$3\pi/2 \sim 2\pi$	$\rightarrow -r_1^i(k)$ $\rightarrow r_2^i(k)$
	$\rightarrow u_2^i(k) < 0$	$\pi \sim 3\pi/2$	$\rightarrow -r_1^i(k)$ $\rightarrow -r_2^i(k)$

在本节中，使用"监督选择中心值"方法（Haykin 1994 年），其中的参数在接受监督学习过程中进行调节，采用纠错学习（即梯度下降过程）。监督学习进程的主要目标是为尽量减少成本函数 $\xi^i = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{K} e_k^{i2}$，其中，$k$ 是数据的数目，用于调整参数值；e_k^i 是误差的信号（训练数据和径向基函数网络的输出值之间的），定义为

$$e_k^i = d_k^i - \Im(x_k^i) \tag{6.10}$$

在 d_k^i 和 x_k^i（$k=1, \cdots, K$）分别是理想的输出和训练数据，并且$\Im(.)$ 是由径向基函数网络建模的函数。所需的输出值 d_k^1 和 d_k^2 分别从理想的正弦和余弦数学函数的振幅获得。

6.3.4 试验研究

在本节中，真实的试验结果说明了在线自适应校正及插值方法的有效性。在试验中，原始数据是由一个线性编码器（型号为 Heiden-hein LIP481A）连接到一个线性电动机滑片上获得的。这些原始信号输入到一个具有高速 A/D 卡的 dSPACE 控制器，其基于径向基函数算法不被实现。相应的原始信号进行预补偿，插值到高阶正弦波。图 6.13 和图 6.14 分别为 $n=64$ 和 $n=4096$ 的插值结果。图 6.15 所示为编码器插值信号转换为具有 $n=4096$ 的脉冲信号。脉冲被缩

放，以便于观察不同的振幅。

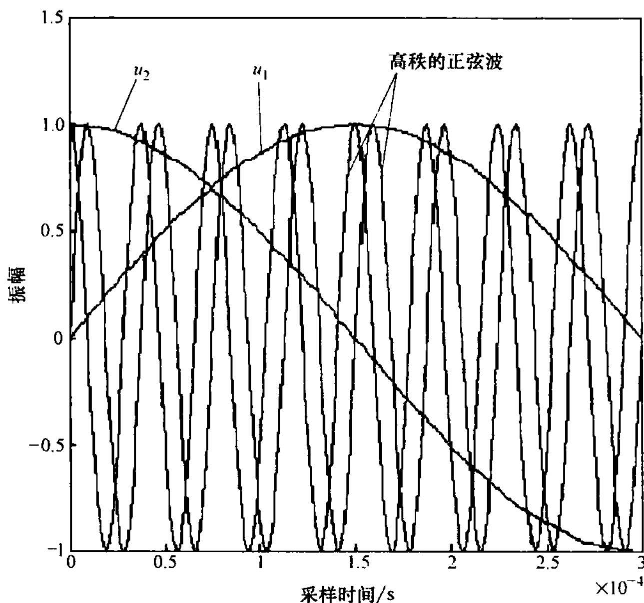


图6.13　插值前后的编码器信号（$n=64$）

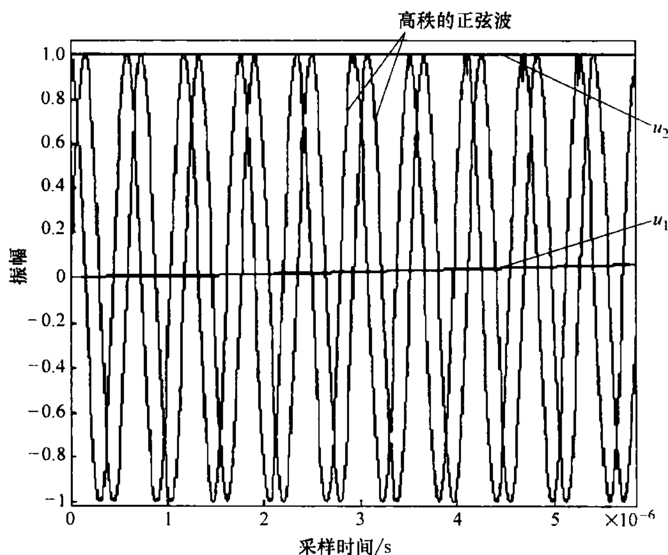


图6.14　插值前后的编码器信号（$n=4096$）

在存储内存和运行速度方面，与查表方式相比，本方法只需要为存储径向基函数网络的参数（即权值和中心值）预留内存空间。用来训练预补偿阶段和插

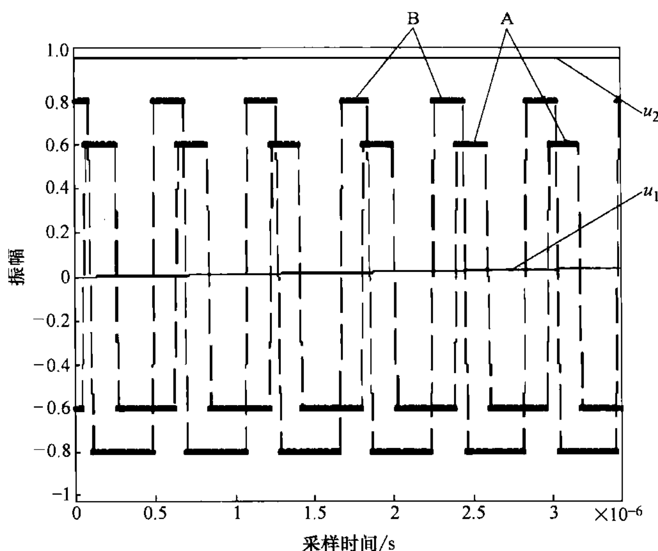


图 6.15　转换为脉冲的编码器信号（$n=4096$）

值阶段径向基函数网络的数据点的数目是径向基函数网络权值所规定的数目。在试验研究中，一个完整的正弦或余弦函数映射消除冗余时，只要求有 7 点，如图 6.16 所示。对径向基函数方法 $n=16308$ 个数据点是必要的，而查表方法是 12 288个数据点。随着存储空间需求的减少，径向基函数方法执行速度也随之大大提高。

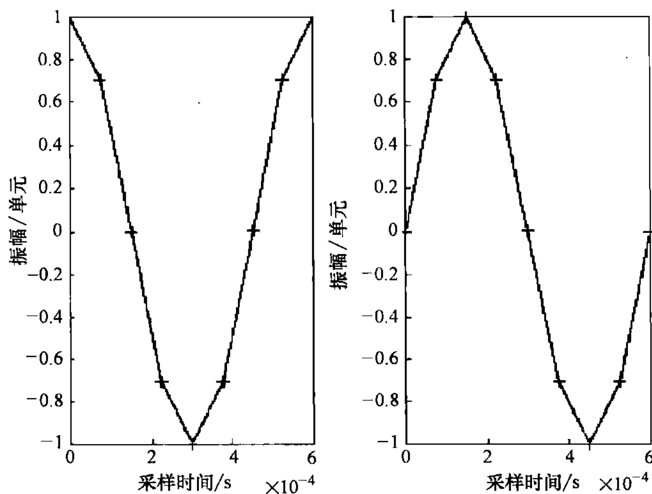


图 6.16　径向基函数方法正弦和余弦函数模型所需的数据数目

第7章　振动监测与控制

产生机器和机械设备的振动的因素有许多，如不平衡的惯性，涡轮机、电动机、发电机、泵、驱动器、涡轮风扇发动机等的轴承故障，运动学设计差导致非刚性支撑结构，部件故障和额定载荷规定外的操作。本机振动信号通常可以描述为一个从1Hz～500kHz范围内的窄带干扰信号。为了防止振动时发生严重故障或机器振动在共振频率使设备损坏，实时监测和控制装置是非常有用的。当机械被用来实现高度精确的定位功能时，不必要的振动可导致性能重复性差，阻碍任何系统误差补偿的努力。这将导致精度和准确性的直接损失。

本章提供了三种可能的方法来处理机械振动。第一种方法将集中于一个适当的机械设计，在确定机械结构的基础上把机械振动减少到最低限度。虽然系统设计方法是机械系统尽量减少振动的第一个关键步骤，用平行监测和抑制机构应对在操作过程中振动的渗透和一般不可预测的额外振动源，也是非常必要的。第二种方法利用了一种自适应陷波器来确定共振频率，并随后阻止限频以外的频率信号通过一个窄带阻尼滤波器。这种自适应陷波器可以直接纳入控制系统。第三种方法可使用实时分析仪来检测过多的振动，该方案可以独立于控制系统实现，因此应用时无需修改现有的设备。使用连接到机器上的加速度计在正常运行条件下从振动信号提取振动特征。然后，用模式识别模板进行特征与实时振动信号的比较。当比较结果超出了可接受的阈值时，警报被激活。在造成机器损坏之前可以进行纠正。

7.1　机械设计中尽量减少振动

在高速、高精密运动系统发展过程中，决定论的概念是由埃文（1989年）提出的一个关键的想法，即一个物理系统应符合因果规律，其特性允许建立物理系统的数学模型。描述模型的主要方程可以用来预测系统的特性，从而可以补偿误差，满足严格的误差设计要求。机电一体化的方法是各种机械设计中的一条可能的路径，它要求结构设计和控制设计无缝集成。这种方法已被许多科学家和工程师所采用，它的好处是明显的，并且已经有了最终产品，如薄片扫描器和圆片分档器。

在本节中，解决问题的关键是要进行一个健全的机械设计，设计最突出的特点是机械振动保持在最低限度。精密运动系统的机械设计问题涉及非常大的领域。在本节中，唯一关键的是突出表现在一般情况下设计人员在初始阶段，甚至在物理建模阶段，要设计“精确的”结构。设计是一个迭代的过程，始终要求设计人员

频繁访问图板，直到实现优化设计。本节将给出定性的观念并用丰富的数字来说明这一关键点，而不是使用一个纯粹的定量方法，原因是在设计的最初阶段，通常决策时密集的量化是不必要的。大量的迭代和数学优化应在设计过程的下一阶段进行。

7.1.1　机械结构的稳定性和静定性

结构是一个供给所有配件构成机器的支撑框架，也可以是许多规模更小的结构集合，有时也可能是一个单一的组件集合。高速运动部件的反作用力将激发结构产生机械振动。这些振动既可以通过减少激励，也可以通过减少受激结构的响应，加以抑制（比尔兹，1983 年）。第一个成因可以通过在结构范围内，重新配置振动源或隔离振动源来加以克服，使产生的结构振动不会传给支撑它的结构。至于第二个成因，可以改变质量、刚度或阻尼来改变结构的响应。为了了解该结构的动态响应，真实的结构可以转变为物理模型，通常将真实的结构简化为模型，例如，真实的机器可以建模为一个由许多弹簧-质量耦合的系统。一个由真实系统派生的物理模型，它可以表示成为一个数学模型，通过软件或手工计算来求解，从而使不同学科的工程师能够沟通和改善其设计的各个部分。

每一个建立机械结构的设计师都需要回答一个很重要的问题：所设计的结构是刚性的和牢固的吗？如果一个结构是刚性的，没有结构成员的变形会导致它的形状产生改变（弗莱明，1997 年），而且如果刚体的移位或转动不发生，结构是稳定的。判断一个结构稳定与否的一个好办法是判断不定性的程度。如果所有的反作用力和支撑各成员内部的力只由静力平衡方程决定，所考虑的结构是一个静定结构。否则，被认为是超静定结构。出现超静定结构是由于出现了额外的支撑、部件、反作用力及反作用力矩。对于一个要求静定的结构，首先必须正确地构建，然后必须正确地支撑。

7.1.2　二维结构

实际中的大多数机械结构是三维的。然而，在推广为一个三维的问题之前，不妨首先看看两维问题。一般来说，机械结构是固定的，因此力和力矩的作用在它上面的总和必须为零，根据牛顿第二定律，数学形式为

$$\sum F_x = 0 \tag{7.1}$$

$$\sum F_y = 0 \tag{7.2}$$

$$\sum M_z = 0 \tag{7.3}$$

其中，F_x 和 F_y 分别是在 x 和 y 轴的力，M_z 是关于 z 轴的力矩，z 轴是指向页面的。对于一个平面结构，可以利用符号约定，如图 7.1 所示。

因为一个结构静定性是一种双重的问题，可以进行处理，而不首先考虑支

撑。每个结构配置可以进行测试，以验证平面结构是否满足方程

$$2j = m + 3 \tag{7.4}$$

其中，j 表示该节点数，m 表示构件数，于是有三种可能的情况，即

1）如果 $2j = m + 3$，则是静定结构。

2）如果 $2j > m + 3$，则是不稳定的结构。

3）如果 $2j < m + 3$，则是超静定结构。

这三个条件在图7.2中得以描绘。

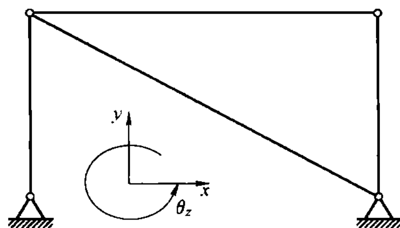


图7.1　平面结构的符号约定

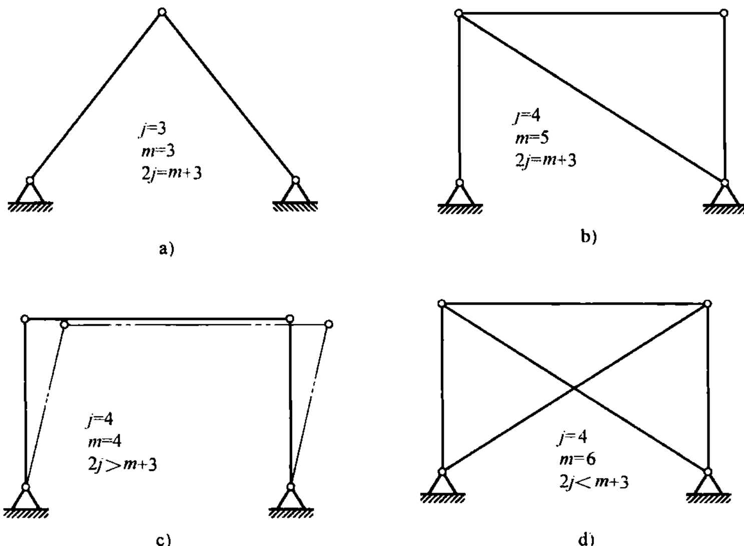


图7.2　平面结构的三角形

a）静定结构　b）静定结构　c）不稳定结构　d）超静定结构

当由于部件数不足、结构不稳定时，结构似乎成为一个四杆机构，并具有一个自由度，如图7.2c所示。这种自由的程度是不可取的，因为需要设计的是机构，而不是机械。然而，如果有太多部件出现，就成为超静定结构。在这样的条件下，如果第五个杆尺寸不准确，在如图7.2d所示结构的第五杆将很难装配。即使没有任何外部载荷，装配也很有可能会有蛮力与内部压力存在于结构之中。当没有加载自身的重量以外的其他外部载荷时，静定结构是无压力的。由于气温上升其构件发生膨胀，静定结构允许其构件热膨胀，但没有引发来自多余的构件造成的过度约束条件的任何压力。

平面结构的三角形是一个基本的形态，如图7.2所示。静定平面结构可以由

这个简单的基本结构扩大为每一个新加入铰链连接两个新构件到两个不同存在的铰链，如图 7.2b 所示。然而，这两个新构件的轴不能形成一条线，换句话说，三个铰链不能在同一线上，如图 7.3a 所示。还应当记住，地面构成一个构件，以及所有铰链是引脚接头，如图 7.3b 所示。

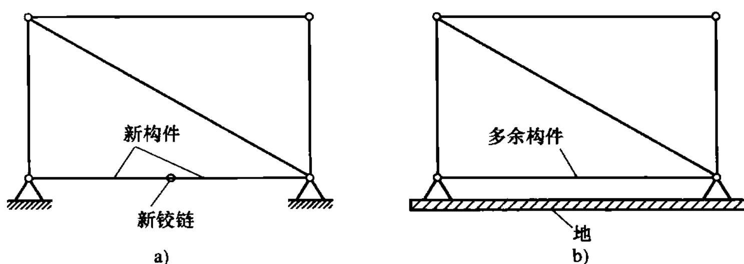


图 7.3　不稳定结构和多余构件
a）不稳定结构　b）多余构件

结构的第二部分设计是它的支撑。从这个角度看，整个结构可以视为刚体。对于一个平面结构，具有三个自由度，即平面结构能够在 x 和 y 方向运动，并绕有关的 z 轴旋转。因此，需要有三个构件提供三个反作用力，来完全约束平面中的平面结构。图 7.4a ~ c 所示为平面结构某些稳定恰当的结束支撑，而图 7.4d 所示为一个不稳定的支撑情况。

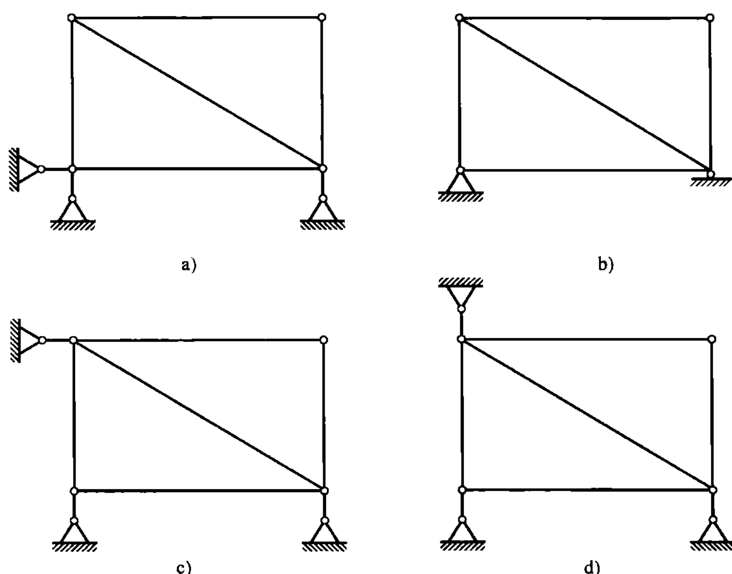


图 7.4　稳定恰当的结束支撑和不稳定的支撑情况
a）稳定的恰当的约束支撑　b）稳定的恰当的约束支撑　c）稳定的恰当的约束支撑　d）不稳定的支撑情况

应当指出，同一地点有两个支撑构件可以被一个引脚接头取代，如图7.5所示。很明显，在这两种情况下，它们构成了两个反作用力，并且不限制平面结构绕z轴进行转动。

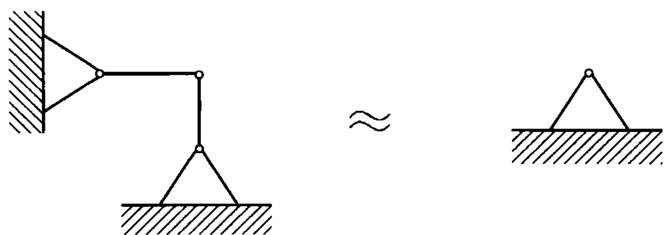


图7.5　相当于两个构件的支撑

为了结构稳定和静定，结构及支撑必须有正确的构件数目。这时必须解决所采用的结构在哪里加载荷的问题。为此，有必要审查构成结构的构件。该连杆构件的刚度受到负载轴向轴的应用，横断面几何（如圆钢的直径）和弹性模量，以及它的材料E值的影响。在大多数情况下，连杆的安装既有拉伸压缩，又有弯曲，如表7.1所示，其所对应三种受力情况如图7.6所示。

表7.1　轴向载荷与弯曲载荷的刚度比较

图7.6	载　荷	刚　度	标准刚度
a)	拉伸力	$k_t=0.25\pi Ed^2/L$	1
b)	压力	$k_c=0.25\pi Ed^2/L$	1
c)	弯曲力	$k_b=0.75\pi Ed^4/L^3$	$3(d/L)^2$

注：刚度单位为N/m，E单位为N/m²，d和L的单位为m，且$L\gg d$

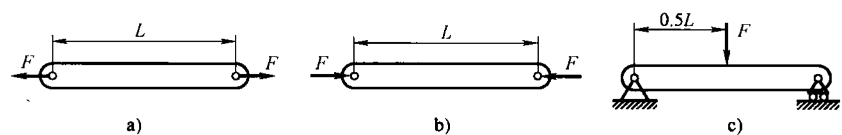


图7.6　连杆的三种受力情况

很明显通过检查表7.1，一个连杆轴向载荷的刚度远远好于弯曲载荷。对于$d=0.05$m，$L=1.2$m的值，k_t/k_b的比值是192。也就是说，一个轴向负载的连杆与弯曲负载相比具有192倍的刚度。因此，在设计一个硬性和刚性的结构，构件中必须是拉伸力或压力载荷，不能弯曲。有时重新设计一个外部载荷应用到结构的方法，可以大大提高结构刚度。各种受力情况如图7.7所示，而刚度比较如

表 7.2 所示。作为一般规则来观察，加载荷点应位于铰链。

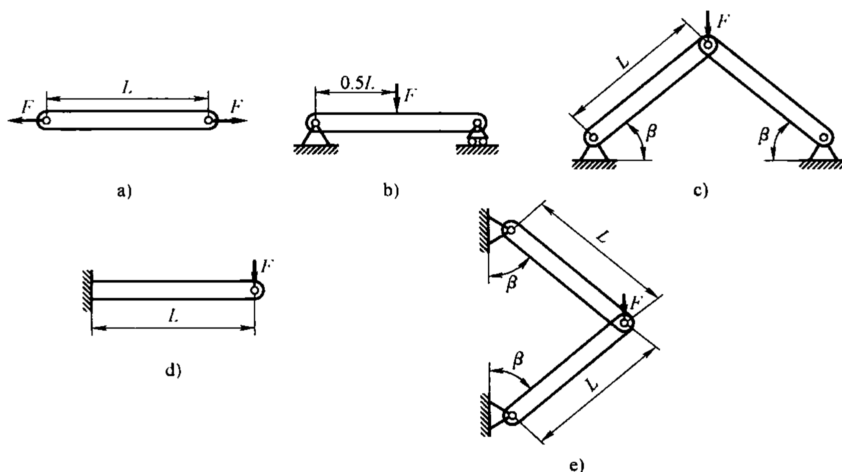


图 7.7　各种受力情况

表 7.2　各种载荷配置的刚度比较

图 7.7	刚　　度	标准刚度	比　较　值
a)	$k_t = 0.25\pi Ed^2/L$	1	1
b)	$k_b = 0.75\pi Ed^4/L^3$	$3(d/L)^2$	1/192
c)	$k_\Lambda = 0.5\pi Ed^2\sin^2\beta/L$	$\sin^2\beta$	1/2
d)	$k_{cl} = 0.047\pi Ed^4/L^3$	$0.1875(d/L)^2$	1/3072
e)	$k_> = 0.25\pi Ed^2/L$	1	1

7.1.3　三维结构

下面考虑空间结构或三维结构。在大多数情况下应用的都是这些结构。广泛意义上空间结构可以看做是许多平面结构的组合，排列的方式使所有的平面不共面。因此，对于刚性的空间结构，空间结构中每一个平面结构必须在它自己的平面中是刚性的。这是深入理解平面结构要求刚性的一个原因。

由于机械结构是固定的，根据牛顿第二定律，力和力矩的作用在它上面的总和必须为零。在数学上这意味着

$$\sum F = 0 \tag{7.5}$$

$$\sum M = 0 \tag{7.6}$$

其中，F 和 M 分别是三维力和力矩向量。使用图 7.1 中的约定符号。

每个结构配置可以测试验证是否平面结构满足方程

$$3j = m + 6 \tag{7.7}$$

其中，j 表示该铰链点数目，m 表示构件数目。那么有三种可能的情况，即

1）如果 $3j = m + 6$，则结构是静定结构。

2）如果 $3j > m + 6$，则结构是不稳定的结构。

3）如果 $3j < m + 6$，则结构是超静定结构。

在平面结构中，基本形状是三角形，它是刚性和静定的。在空间结构中，刚性和静定的基本形式是四面体，如图 7.8 所示。在三角形平面结构中的三个现有铰链，添加一个新的非共面铰链产生了四面体结构。这个新的铰链与三个新构件一起连接到现有的铰链上。遵循这一程序，可以得到刚性和静定的空间结构。

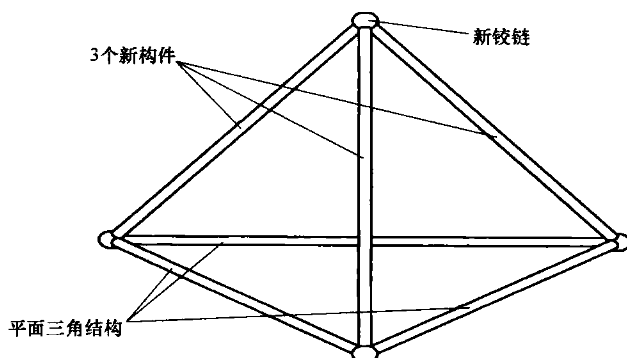


图 7.8 基本空间结构为四面体

其他空间结构如图 7.9 和图 7.10 所示。另外值得注意的是，各构件与球铰连接。

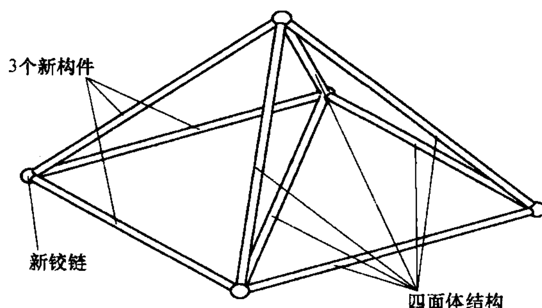


图 7.9 来自四面体结构的金字塔结构

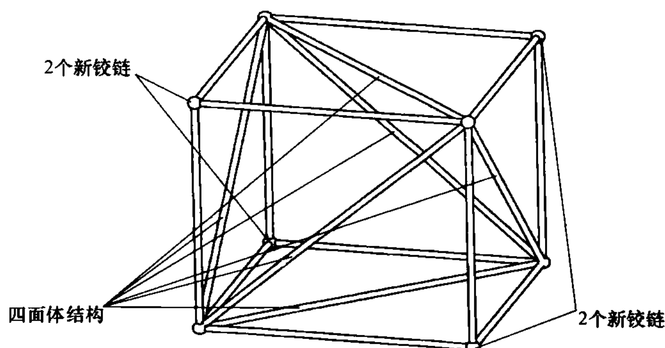


图 7.10　来自四面体结构的箱式结构

到目前为止，从三角形平面结构获得四面体空间结构，从四面体结构得到金字塔，以及从四面体得到箱式结构的方法已经进行了说明。设计的下一个部分是将这些结构结合起来。该结构可以视为耦合在一起的刚体，并且在空间中刚体具有 6 个自由度，即结构具有 x、y 和 z 方向的平移的能力，以及绕 x、y 和 z 轴旋转的能力。因此，需要有 6 个构件提供 6 个反作用力准确约束空间结构。图 7.11 所示为一个典型的龙门空间结构，它广泛应用于多坐标测量仪（CMM）中。但是，图 7.11 中的一个构件正承受到弯曲载荷，早已证实这对结构刚性是非常不利的。还有其他的结构配置，如图 7.12 和图 7.13 所示，但利用这样的配置可能需要重新设计某些机构。

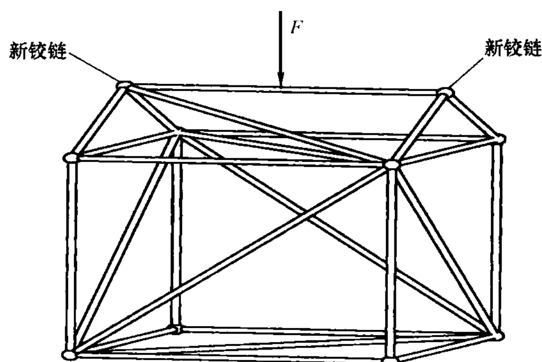


图 7.11　龙门空间结构

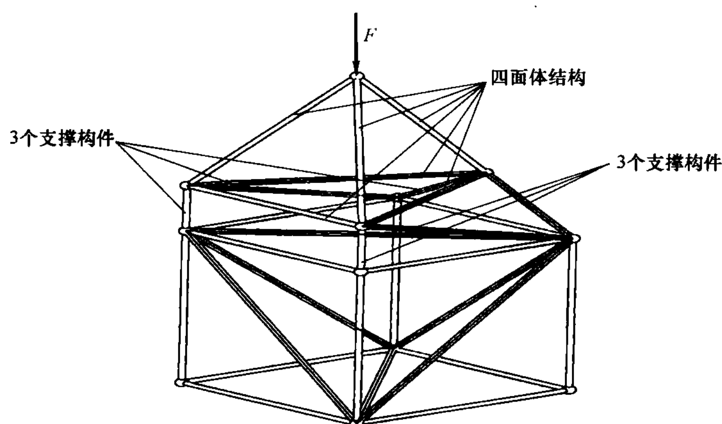


图7.12　由6个构件耦合的四面体结构与框式结构

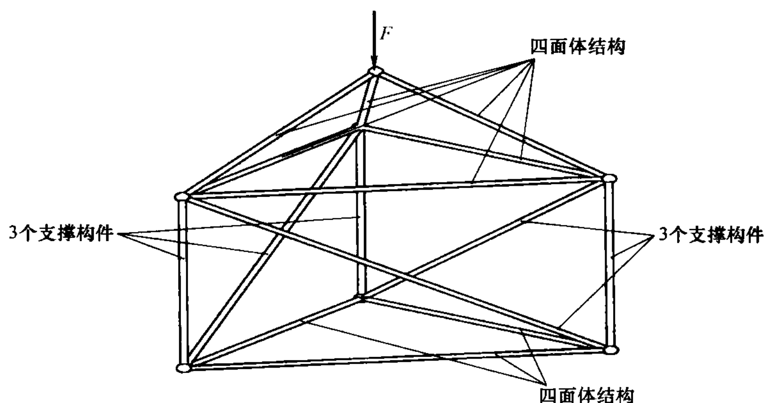


图7.13　从三角形平面结构耦合到6个构件四面体空间结构

如果地面是空间结构中要加上的另一个刚体，那么空间结构支撑的设计可以认为是类似两个空间结构耦合在一起，即需要6个反作用力来严格约束空间结构。图7.14所示为6个支撑构件的一些安排方法，以约束空间结构。

一个、两个或三个反作用力的支撑实例如图7.15所示。

这种设计方法被认为是运动学设计，需要使用界面上的点接触。不幸的是，这种方法存在一些缺点。

1）负载有限制。

2）刚度可能太低。

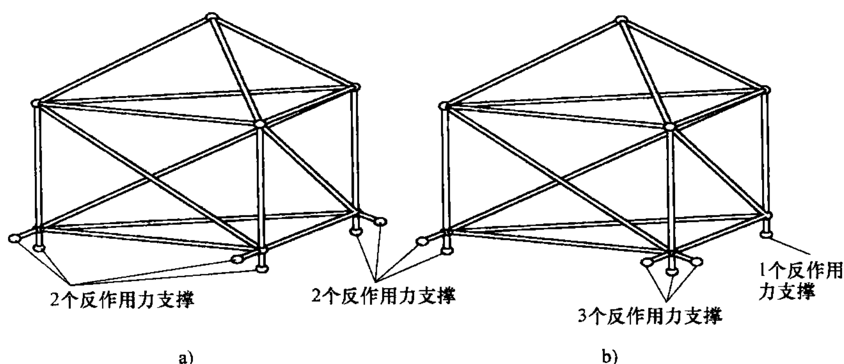


图 7.14　6 个支撑构件的一些安排方法

a）三对反作用力的集合　b）3-2-1 结构的反作用力

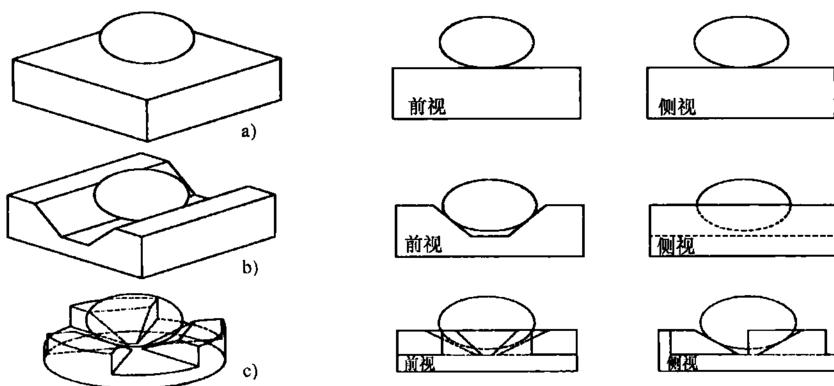


图 7.15　支撑实例

a）一个反作用力　b）两个反作用力　c）三个的反作用力

3）低阻尼。

但是，通过半运动学的设计可以克服运动学设计的缺点。这种方法是对运动学设计的修改，它的目标是要克服纯运动学设计的局限。直接的方法是将所有的点接触变为小的面接触，如图 7.16 所示。这样做减少了接触应力，但增加了刚度和承载能力。然而，面接触应保持在一个合理的小区域。

本节只说明了设计刚体和静定机械结构的一些基本概念。有兴趣的读者可参阅（布兰丁，1999 年）使用精确约束设计机器原理中的更详细的内容。

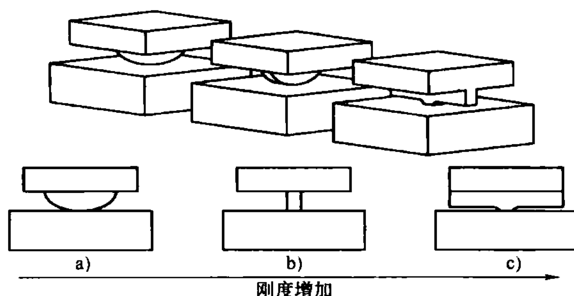


图7.16　运动学与半运动学设计
a）理想条件——点接触　b）线接触　c）面接触

7.2　自适应陷波器

消除/抑制不良窄带波段频率的任务可以用陷波器（即带阻滤波器）高效率地完成。理想情况下，滤波器高度衰减特定的频率成分，并且保证其他频率相对不受影响。因此，一个理想的陷波器对所有频率有单位增益，并在空值频率有零增益。一个单陷波器对消除单一频率或窄带干扰有效，一个多陷波器可用来消除多个窄带信号，所以是应用时消除谐波所必需的部件。

数字陷波器广泛用于从噪声信号中恢复正弦信号，消除正弦干扰，跟踪和提高宽带噪声中的时变窄带信号。在雷达、信号处理、通信、生物医学工程及控制/仪表系统的领域已经得到广泛的应用。

为了在标准频率β_0上创造一个滤波器频率响应空值，一个复共轭零点对可以分别以$\pm\beta_0$的角度引进到单位圆上。零点定义为

$$z_{1,2}=\mathrm{e}^{\pm j\beta_0}=\cos\beta_0\pm j\sin\beta_0 \tag{7.8}$$

其中，标准空值频率β_0定义为

$$\beta_0=2\pi\frac{f_0}{f_s} \tag{7.9}$$

f_s是采样频率（Hz或弧度）和f_0是陷波频率（Hz或弧度）。这就产生一个有限脉冲响应（FIR）滤波器为

$$H(z)=1-2\cos\beta_0 z^{-1}+z^{-2} \tag{7.10}$$

有限脉冲响应（FIR）滤波器有一个比较大的缺口带宽，这意味着在所希望的空值频率附近的频率成分也有严重的衰减。引入复共轭极点对，频率的响应可以得到改善。极点以$\pm\beta_0$角度放在半径α的圆内。因此，极点定义为

$$p_{1,2}=\alpha e^{\pm j\beta_0}=\alpha(\cos\beta_0\pm j\sin\beta_0) \tag{7.11}$$

其中，稳定的滤波器 $\alpha \leq 1$，以及 $1-\alpha$ 是极点和零点之间的距离。极点在空值频率附近引进了共振，从而减少了带宽的缺口。滤波器的传递函数为

$$H(z)=\frac{(z-z_1)(z-z_2)}{(z-p_1)(z-p_2)} \tag{7.12}$$

通过除以 z^2，替换 z_i 和 p_i 的表达式，由此产生的滤波器有以下传递函数

$$H(z)=\frac{a_0+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}}{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}} \tag{7.13}$$

$$=\frac{1-2\cos\beta_0z^{-1}+z^{-2}}{1-2\alpha\cos\beta_0z^{-1}+\alpha^2z^{-2}} \tag{7.14}$$

因此，滤波信号数据 y 可以从原始信号 u 获得，通过下列时域递推公式

$$y(n)=a_0u(n)+a_1u(n-1)+a_2u(n-2)-b_1u(n-1)-b_2u(n-2) \tag{7.15}$$

其中，系数 a_i 和 b_i 可以从方程（7.13）和（7.14）推出，取代了时间移位运算符 z。

陷波器的带宽和因子 Q 分别为

$$BW=\frac{2\sqrt{2}(1-\alpha^2)}{[16-2\alpha(1+\alpha)^2]^{\frac{1}{2}}} \tag{7.16}$$

$$Q=\omega_0\frac{[16-2\alpha(1+\alpha)^2]^{\frac{1}{2}}}{2\sqrt{2}(1-\alpha^2)} \tag{7.17}$$

H（z）在单位圆上有零点。这意味着空值频率 β_0 的传输增益为零。有趣的是，方程（7.14）的滤波器结构通过分别调整 β_0 和 α 可独立调整空值频率和 3dB 衰减的带宽。陷波滤波器的性能取决于选择控制带宽 BW 的 α。带宽是极点和零点（$1-\alpha$）距离的函数，α 逼近单位 1 时缩小。显然，当 α 接近 1，比如 $\alpha=0.995$，相应传递函数的特性是一个完美的陷波滤波器。

完美的窄带干扰抑制需要对滤波器参数进行精确的调整，以配合共振频率的缺口。如果被抑制的窄带干扰真实频率是稳定的和先验已知的，可以使用固定频率和固定带宽空值陷波器。但是，如果没有任何先验信息或当共振频率随时间漂移时，如果过于狭窄（即 $\alpha \approx 1$），固定缺口可能不能与期望的空值频率带宽匹配。在这种情况下，积极建议使用可调式/自适应陷波器。阿尔斯特罗姆（Ahlstrom）、汤普金斯（Tompkins）（1985 年）和格洛弗（Glover）（1987 年）建议利用自适应滤波器带宽，来容纳空值频率的漂移；波恩坦（Bertran）和蒙托洛（Montoro）（1998 年）建议用一个积极补偿器来压制振动信号。关（Kwan）和马丁（Martin）（1989）改变了空值频率 β_0，而保持极点半径 α 不变。换句话说，方程（7.13）的参数 a_1 和 b_1 进行了调整，这样在陷波中心不处于所需要频率的同时，保留了陷波器空值带宽。

7.2.1　快速傅里叶变换

离散傅里叶变换（DFT）是一个将离散时间变换到离散频域的工具。它是一种通用的离线方法，广泛用于设计所需滤波器来获取频率分布的信息。然而，在规定计算的效果方面，直接计算DFT的成本是很高的。幸运的是，FFT在数学上与DFT等价。当两个权的样本数是n时，对实现计算目标FFT是一个更有效的应用选择。对随时间漂移相关的振动频率，FFT应用可以不断得到最新n个样本，更新信号频谱信号。根据最新的频谱，滤波特性可连续调节进行陷波校准。

7.2.2　模拟

计算机模拟对自适应陷波器的应用有很大的帮助，为基于永磁直线电动机（PMLM）的精确定位系统抑制了不良的频率在控制系统中传输。计算机模拟要密切跟踪一个正弦轨迹并有不良振动的模拟信号，振动信号从第一个周期轨迹频率的500Hz漂移到第二周期轨迹频率的505Hz。图7.17所示为没有陷波滤波器精密机械的跟踪性能。图7.18所示为使用固定陷波器时的性能，图7.19所示为使用自适应陷波器时的性能。显然，对时间不变窄带振动信号只用一个固定的陷

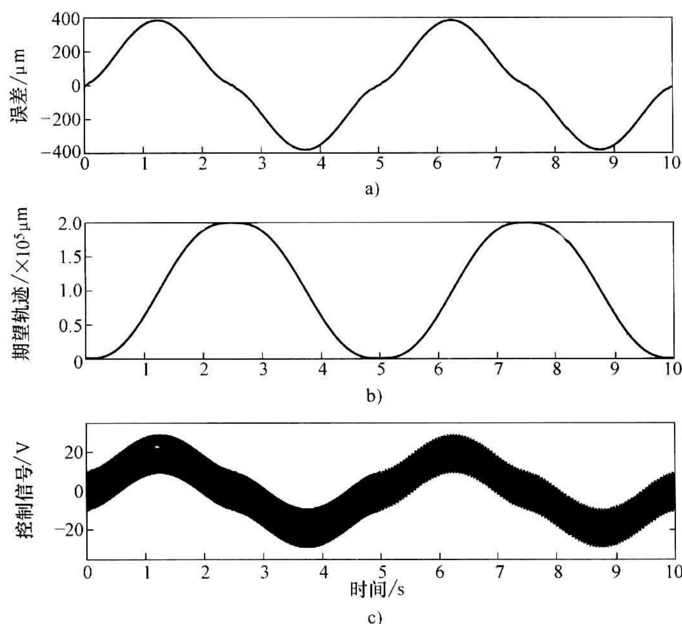


图7.17　没有陷波滤波器精密机械的跟踪性能

a）误差　b）期望轨迹　c）控制信号

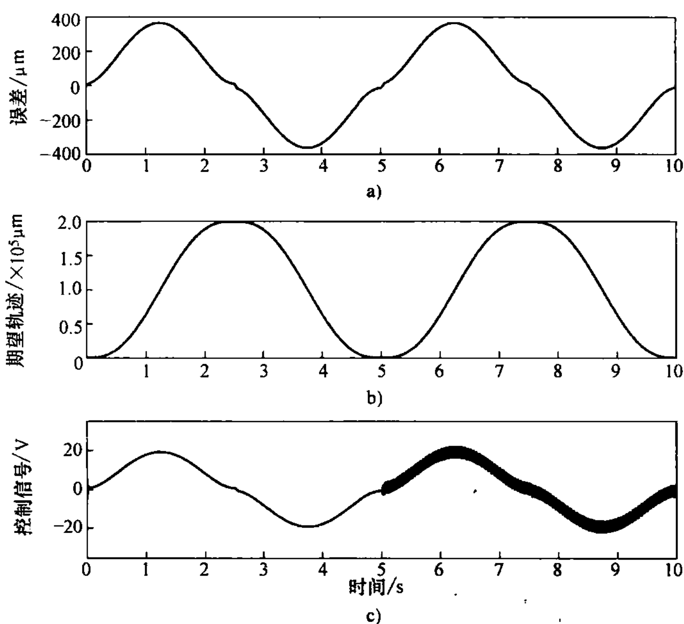


图 7.18　使用固定陷波器时的性能

a）误差　b）期望轨迹　c）控制信号

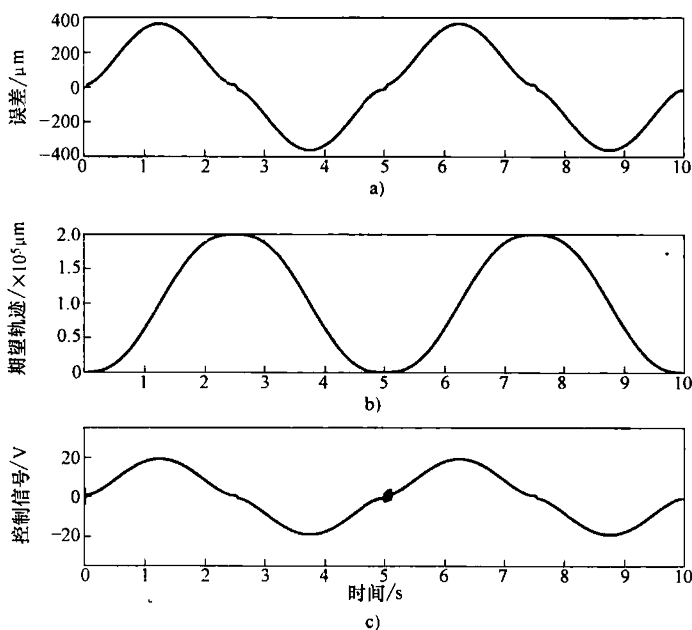


图 7.19　使用自适应陷波器时的性能

a）误差　b）期望轨迹　c）控制信号

波器可有效地消除。然而，当振动频率漂移时，自适应陷波器能够检测漂移和校准缺口，消除很短暂的不良频率。

7.2.3　试验

使用圆筒形直线电动机线性驱动器（LD3810）与雷尼绍（Renishaw）有效分辨率为 1μm 的光学编码器装置作为试验平台，实现一个控制系统陷波器。图 7.20所示为没有使用滤波器的直线电动机（PMLM）的性能。

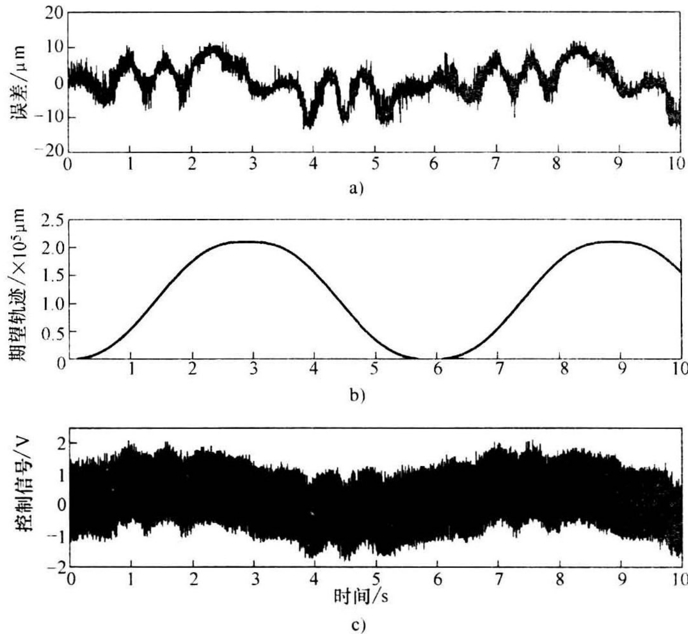


图 7.20　没有使用陷波器的直线电动机的性能

a）误差　b）所需的轨迹　c）控制信号

图 7.21 所示为陷波滤波器加入到控制系统时，控制性能得到了改善。

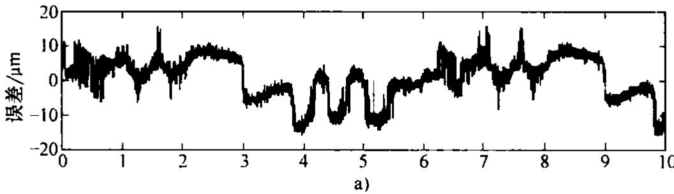


图 7.21　使用陷波滤波器的性能

a）误差

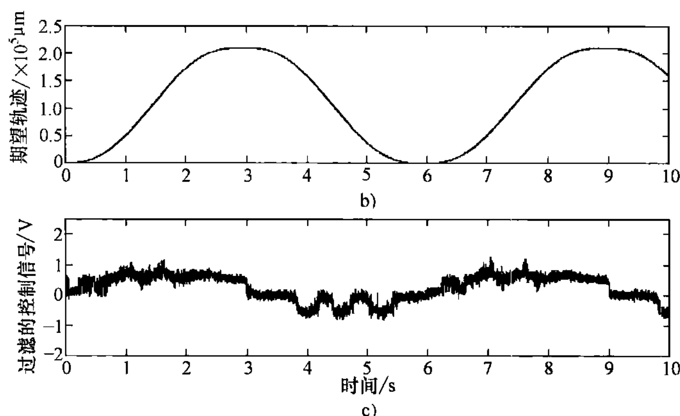


图 7.21　使用陷波滤波器的性能（续）
b）期望轨迹　c）控制信号

7.3　实时振动分析仪

本节将介绍另一种机械振动的实时监测和分析方法。这种方法的主要思想是以“可接受”或“健康”振动模式的模式识别为基础，构造一个振动特征。振动分析仪可以运行在三种模式：学习、监测和诊断模式。学习模式首先采用将产生振动特征，在此基础上监测和诊断模式可以操作。在监测模式中，利用正常闭环控制的机械，分析仪只使用自然产生的振动信号推导出机械的条件。没有刻意的和额外的信号输入到计算机。超过一个标准可用于评价机械条件时，这种情况下融合方法可以基于多个输入用来提供一个输出（机械状态）。在诊断模式中，明确有信号输入到机器，输出的信号（振动）被记录，用来分析相关的振动特征。下面介绍该分析仪的各组成部分和功能。

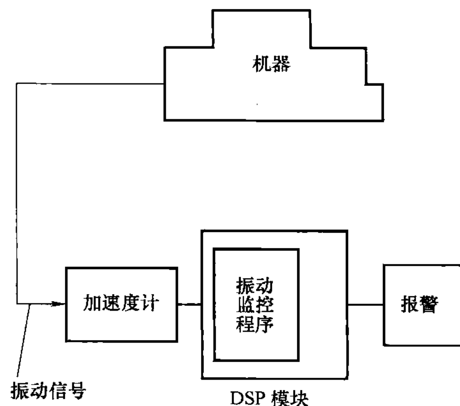


图 7.22　实时振动分析仪的框图

实时振动分析仪的框图如图 7.22 所示。它是由安装在机器上的加速度计进行监测。加速度计测量多频振动信号，并传输到一个智能 DSP 模块上。这个模块可以是一个独立的设备，也可以集成到对应的个人计算机（PC）上。振动分析算法下载到这个 DSP 模块。有了这个操作算法，它能够确定判断机械的条件

是否处于预先确定的可接受的阈值范围内。如果条件被确定为差，DSP 模块将触发报警，使操作员采取纠正行动。

实时振动分析仪，只需要商品化低成本的元件，所以比较便宜。新型微机械加速度计大幅减少了成本和所需的信号调理电路。这些新型表面微机械传感器的成本比曾经是标准的压电状态监测仪的成本低。此外，典型的微机械传感器的灵敏度将保持在工业温度的 1% 公差范围内，从而免除了温度补偿和校准的需要。可以轻松安装，因为加速度计能够独立于机器本身的控制，来收集振动信号。因此，不会破坏任何机器的运行。这里的样机中，独立 DSP 模块使用美国德州仪器公司的 DSP 仿真器板（TMS320C24x 模式）。这个 C24x 系列仿真器板是围绕 F240 DSP 控制器构建的，以 20MIPS 速度运行，指令周期为 50ns。该技术优化了数字电动机控制和转换系统。其他支持这个 DSP 模块的关键部件是模数转换器（ADC）、双寻址存储器 RAM（DARAM）、片上闪存和 RS-232 兼容的串行端口。振动分析算法被评估满意并在计算机上测试后，将下载到 DSP 板上。这个 DSP 模块和加速度计仅满足了实时振动分析仪（见图 7.22）的硬件要求。

7.3.1　学习模式

在学习模式中，机器在正常条件下运作的振动信号，被加速度计获得并存储在 DSP 模块中。从振动信号中提取出一个合适的振动特征（Ramirez 1985 年）有许多类型的振动特征可适用于机器监控。例如，一种振动特征的形式可以是基于振幅的；另一种形式可以是基于振动时间序列分析的；还可能的另一种形式就是基于 FFT 算法应用可以得到振动的有效光谱。在这里，振动信号的频谱用来作为特征的重要组成部分。无论形式如何，振动特征还取决于驱动机器的输入信号的类型。例如，方波输入产生的振动频谱与尖鸣信号输入（频率增加的重复正弦波）或纯正弦波相当不同。因此，一个特定的输入信号将产生一个独特的频谱，在此基础上可以得出唯一的振动特征。为了机器的诊断和监测功能，因而需要对应获得自然振动机器的多个振动特征（监测模式中非常有用），或对应不同的输入信号的多个振动特征（诊断模式中有用）。

7.3.2　监测模式

在监测模式中，为监测机器的振动信号对机器进行定期采样。没有考虑或额外的输入信号是必需的，所以机器不必中断运行。更新后的光谱用来分析相关的振动特征。分析和比较可能是频率的移动或频谱的幅值，或者是两者的结合。例如，一个评价标准（EV）的可能是基于当前实时振动光谱和振动特征值的均方（ms）差值（拉米雷斯 1985 年）

$$EV_1 = \frac{\sum_{q=1}^{N}(S_q - S_q^*)^2}{N} \tag{7.18}$$

其中，S_q 是当前离散化的实时振动光谱，S_q^* 是相应的振动特征，q 是为数据点指数，N 是数据点的总数。基于当前时间系列振动模式幅度及相应的振动特征的差，EV 可以有另一种形式

$$EV_2 = \max(T_q) - \max(T_q^*) \tag{7.19}$$

其中，max（T_q）代表当前时间系列振动模式 T_q 的最高振幅，max（T_q^*）为其相应振动特征最高的幅度。

决定机器的状态的评价标准不止一个。在这种情况下，融合技术是必要的。融合技术的关键概念是相关联机器的 HEALTH 属性，它是一个由多个评价计算的标准。这些标准在不同程度上预计影响机器的 HEALTH 属性。因此，HEALTH 属性是各种标准（EV_i）适当的函数 $\Im$，即

$$HEALTH = \Im(EV_1, EV_2, \cdots, EV_n) \tag{7.20}$$

其中，n 称为评估标准的数目。

一种模糊加权方法可以用来实现函数 $\Im$。

HEALTH 属性处理为一个模糊的变量（即 HEALTH∈［0，1］）。HEALT H = 0 将反映绝对机器故障，而 HEALTH = 1 反映了一个完全正常的机器状态。这个属性可以由模糊运算进行计算，结合评价标准的（EV_i）通过对振动信号的特征分析获得。关于机器的条件将最终由 HEALTH 属性决定，作为可选择的一个数学分支，有兴趣的读者可以参考扎德在 1973 年关于模糊逻辑的论述。

在这里应用的类型是塔科西（Takagi）与苏克诺（Sugeno）在 1985 年的模糊推理。考虑 p 规则属性的计算机语言描述为

$$\text{IF } EV_1^i \text{ IS } F_1^i \otimes \cdots \otimes EV_n^i \text{ IS } F_n^i \text{ THEN } u^i = \alpha^i, i = 1 \cdots p \tag{7.21}$$

u^i∈（0，1］为一尖鸣可变输出，表示第 i 个评价准则影响最终结果的程度。因此，α_i 代表第 i 规则，具有 $\sum_i \alpha^i = 1$。F_j^i 代表模糊集在其输入语言变量（EV_i）中进行了评价。⊗是一个模糊结合运算符。

该属性的值被评价作为 ui 的加权平均计算值

$$EHALTH = \frac{\sum_{i=1}^{p} \omega^i u^i}{\sum_{i=1}^{p} \omega^i} \tag{7.22}$$

其中，权 ω_i 包含主要规则 i 的全部输入真值，它的计算方法为

$$\omega^i = \Pi_{j=1}^{n} \mu_{F_j^i}(EV_j^i) \tag{7.23}$$

$\mu_{F_j^i}(EV_j^i)$ 是关于输入语言变量 EV_j^i（第 i 个规则）模糊集合 F_j^i 的隶属函数。例

如，在这个应用中，评价标准（EV_i）可以是最大的误差（MAX_ERR），F_j^i 可以是模糊集 HIGH。

隶属函数 μ_{HIGH}（MAX_ERR）可能有如图7.23所示的特征。然后决定是否有必要纠正可以基于一个简单的IF-THEN-ELSE公式如下

IF HEALTH $\leqslant\gamma$, **THEN** STRATEGY = TRIGGER ALARM

ELSE STRATEGY = CONTINUE TO MONITOR

γ 可以看做是一个阈值。γ 适当的值可能为 $0.6\leqslant\gamma\leqslant0.9$。

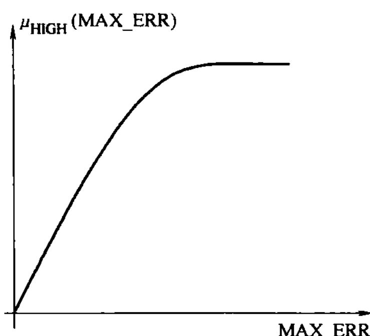


图7.23　输入MAX_EER和 μ_{HIGH}（MAX_ERR）的隶属函数

根据这一框架，可以相对容易地选用另外的准则分析和决策系统。该过程涉及设立标准的隶属函数，制定模糊规则的补充规定和调整标定，参数方程（7.21）的 α 反映了新准则对现存准则的相对权重。

根据监测模式，预示着在达到不利于机器振动水平以前，就可以看到机器振动的趋势。

7.3.3　诊断模式

在诊断模式中，经过深思熟虑的明确的信号输入机器，并且对应每个输入信号的振动信号都分析了相关的特征，这取决于机器的类型。类似监控模式，可以有多种评价标准用于诊断模式，前面描述的融合技术这里也同样适用。

必须精心设计适用于机器的输入信号，以便在操作管理的角度下产生尽可能多的机器状态信息。对于输入信号，两个重要的考虑是选择幅度和频率。

机器可能有运行限制，过大的输入信号的幅度由于运行限制对机器可能是不可行的，甚至可能损坏机器。另外，应选择输入的频率带，这个频率范围对于能源系统是最重要的。输入信号不适用于在开环系统时，设定点信号将作为闭环系统的输入，因为它在闭环控制下可能无法直接访问系统。对上述问题要进行仔细考虑，确保可从机器获得重要的信息。

7.3.4 试验

在这里介绍作为测试平台使用的振动台，如图 7.24 所示。

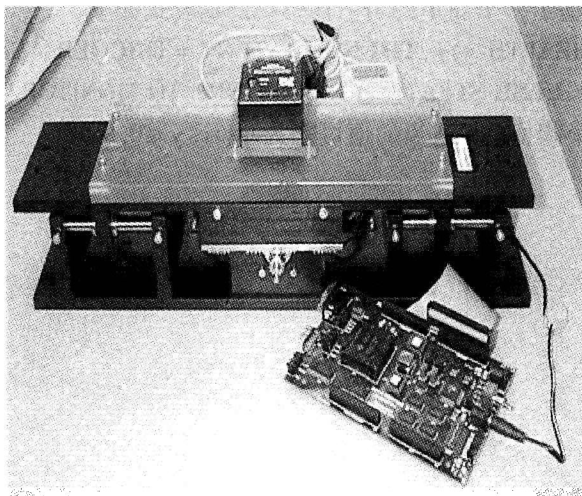


图 7.24 测试平台——振动台

振荡器可以用来模拟机械振动，并评估主动质量阻尼器的性能。振荡器的动力是由一个高扭矩电动机直接驱动。振荡器的最大线性行程为 ±2cm。振荡器是通过一个独立的控制模式 DSP 模块实现的，采用美国德州仪器公司的 DSP 仿真器板（TMS320C24x 模型）。振动分析和监测方案是用 C24x 汇编语言编写的。对于远程监测的目的，也可以用一个通用数据采集及控制电路板控制。

学习方式先启动，以获得振荡器在正常操作条件下的振动信号。在试验中，假设正常情况输入是对应的方波信号。为了实现诊断模式的目的，振动信号也可以从正弦波和尖鸣输入信号得到。

1. 输入变量-评价标准

EV 的不同类型可以用作决定本机条件的输入变量。对这种振动分析应用，为 HEALTH 属性选择输入变量，相应的不同操作模式的计算如下

（1）监控模式

$$EV_1 = \frac{\sum_{q=1}^{N}(S_{sq,q} - S_{sq,q}^*)^2}{N} \tag{7.24}$$

$$EV_2 = \frac{(\max(T_{sq,q}) - \max(T_{sq,q})^*)^2}{M} \tag{7.25}$$

$$EV_3 = \frac{\sum_{q=1}^{M}(T_{sq,q} - T_{sq,q}^*)^2}{M} \tag{7.26}$$

其中，$S_{sq,q}$和$T_{sq,q}$分别代表振动谱和时间域信号，对应于一个方波输入。N为离散谱的频率数，M是一个运行周期内时间序列数据点的数目。因此，EV_1为振动谱与特征之间的均方差，EV_2为超过一个运行周期振动信号的幅度相比特征之间差的平方，EV_3是超过一个运行周期振动信号及其特征（时域）之间的均方差。

（2）诊断模式

$$EV_4 = \frac{\sum_{q=1}^{N}(S_{sq,q} - S^*_{sq,q})^2}{N} \tag{7.27}$$

$$EV_5 = \frac{\sum_{q=1}^{N}(S_{cp,q} - S^*_{cp,q})^2}{N} \tag{7.28}$$

$$EV_6 = \frac{\sum_{q=1}^{M}(S_{sn,q} - S^*_{sn,q})^2}{M} \tag{7.29}$$

其中，下角cp表示一个尖鸣输入信号，下角sn表示一个正弦输入信号。

监测模式下，输入属性只涉及方波输入，在正常操作条件下，输入信号是方波信号。

2. 评价规则

为HEALTH属性计算的三个规则是：

（1）监控模式

IFEV_1 **IS** LOW，**THEN** $u=\mu_1$，

IFEV_2 **IS** SHORT，**THEN** $u=\mu_2$，

IFEV_3 **IS** LOW，**THEN** $u=\mu_3$。

定标参数值，即方程（7.21）的α值，反映了本机HEALTH决定模糊规则的相对重要性。使用的定标值为$\alpha_1=0.4$，$\alpha_2=0.3$，$\alpha_3=0.3$.

各自的隶属函数是

$$\mu_i(EV_i) = e^{-n(EV_i)^\beta}\ i=1\cdots3$$

其中，n和β是EVi标称化的定标因子。在此应用中，它们分别为$n=10$，$\beta=0.5$。

（2）诊断模式

IFEV_4 **IS** LOW，**THEN** $u=\mu_4$，

IFEV_5 **IS** LOW，**THEN** $u=\mu_5$，

IFEV_6 **IS** LOW，**THEN** $u=\mu_6$。

使用的定标值为$\alpha_4=0.4$，$\alpha_5=0.4$，$\alpha_6=0.2$。类似的隶属函数用来作为监测模式。

该机条件属性HEALTH，然后按公式（7.22）计算。

3. 测试

根据监测和诊断模式提供的实时检测结果，验证该设备的可操作性。

（1）监测模式　在监测模式中，正常输入信号（即方波）输入到振动器系统。在 $t=5$ 时，额外频率 $f=5\text{Hz}$ 的正弦信号也输入到系统，以模拟机器出现故障。本机（对应方输入）的时域信号如图 7.25 所示。$t=5$ 前后机器的频谱分别如图 7.26 和图 7.27 所示。振动分析算法能够检测机器故障。该振动表属性 HEALTH 下降到 0.2，低于阈值（设置为 0.6）。报警被触发。

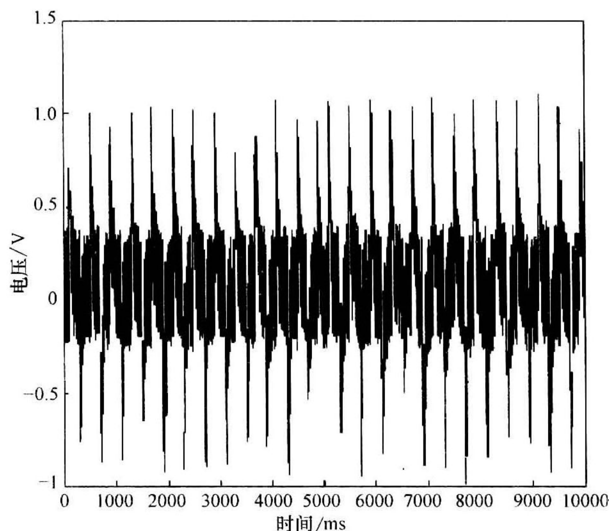


图 7.25　输入信号为方波对应的时域信号（在 $t=5$ 时，模拟故障）

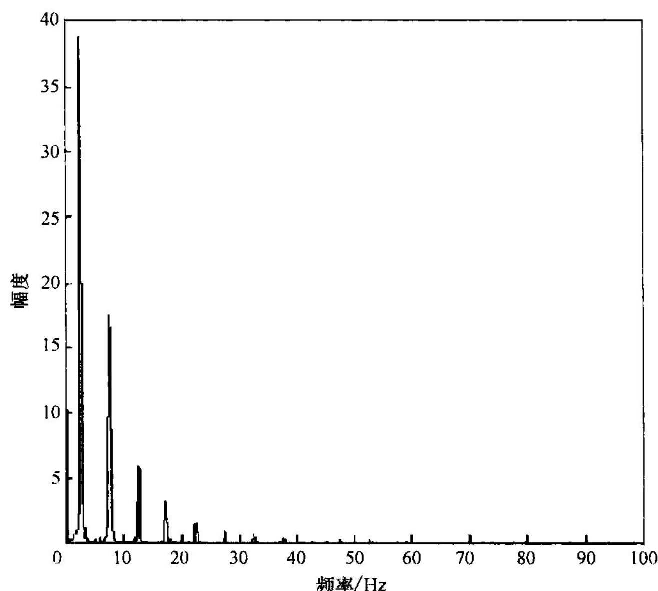


图 7.26　对应方波输入信号的机器频谱

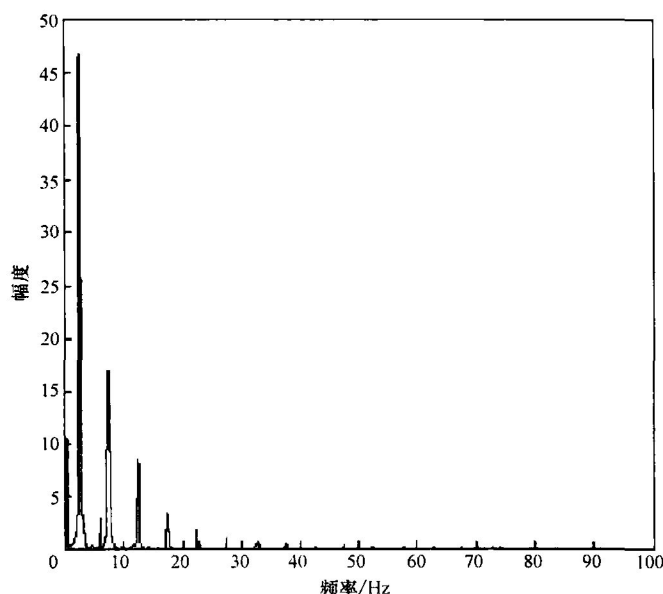


图7.27　发生故障后对应方波输入信号的机器频谱

（2）诊断模式　在诊断模式中，不同的输入信号（正弦波、方波和尖波）可对应使用。为了在 $t=5$ 模拟发生故障，输入的增益在 $t=5$ 时增加了两倍。

对应于尖鸣信号的振动信号如图7.28所示。

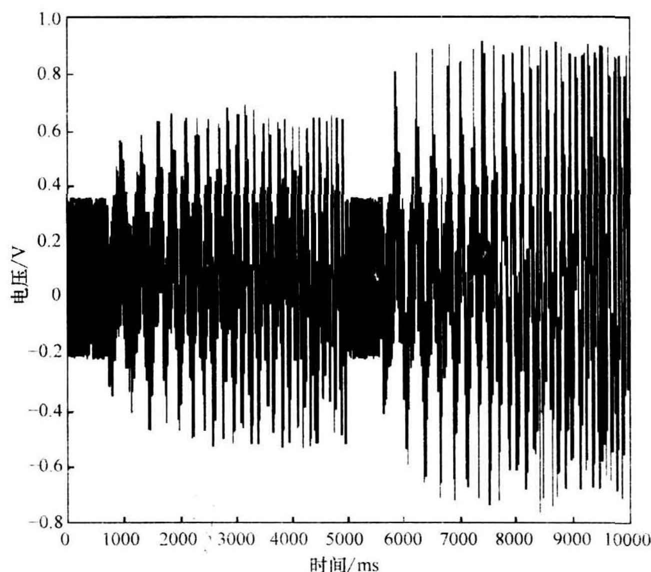


图7.28　对应于尖鸣输入信号的振动信号（在 $t=5$ 时，模拟故障）

$t=5$ 前后机器的频谱（对应于尖鸣信号）分别如图 7.29 和图 7.30 所示。机器的振动时域信号（对应于正弦波输入）如图 7.31 所示。$t=5$ 前后机器的谱（对应于正弦波输入）分别如图 7.32 和图 7.33 所示。

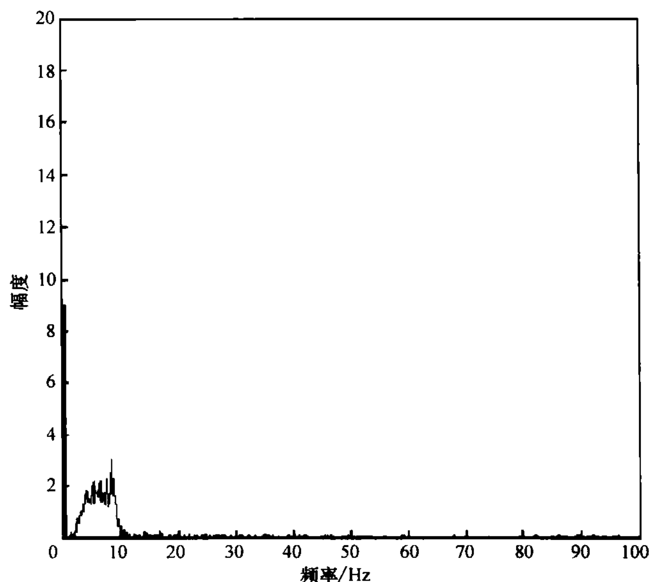


图 7.29　对应于尖鸣输入信号的机器频谱

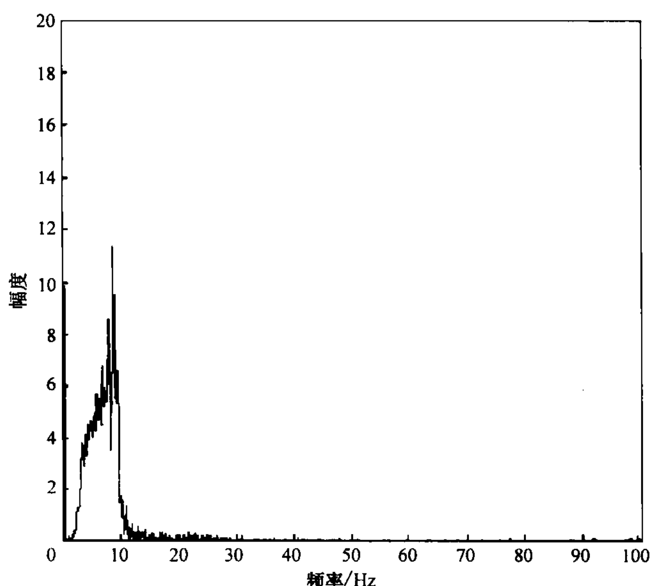


图 7.30　发生故障后对应尖鸣输入信号的机器频谱

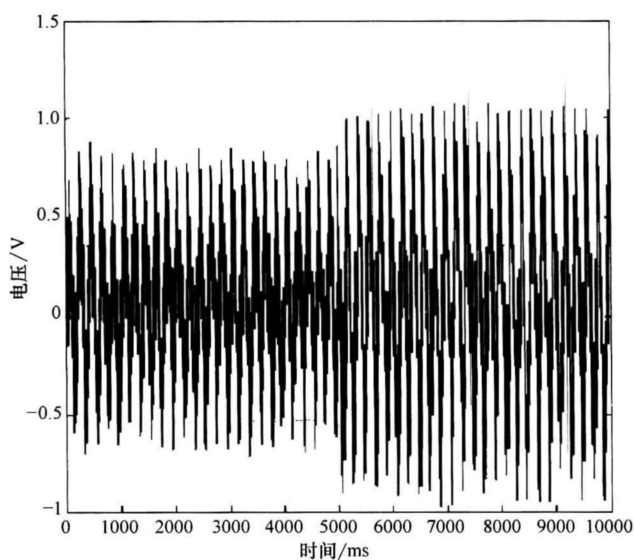


图7.31　对应于正弦输入信号的振动信号（在 $t=5$ 时，模拟故障）

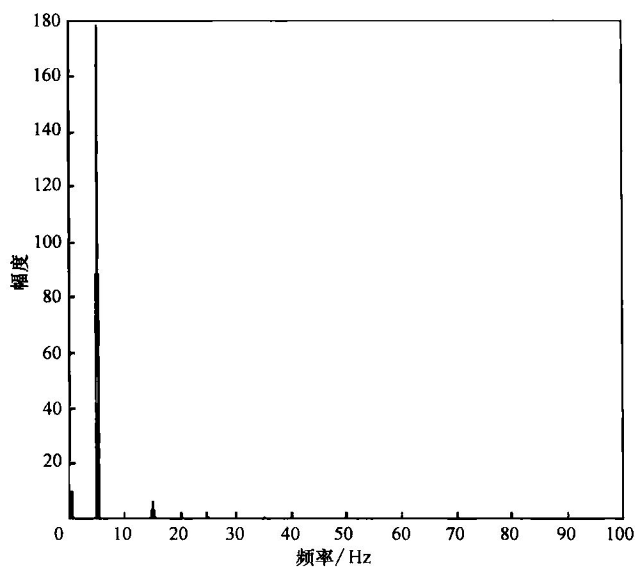


图7.32　对应于正弦输入信号的振动特征

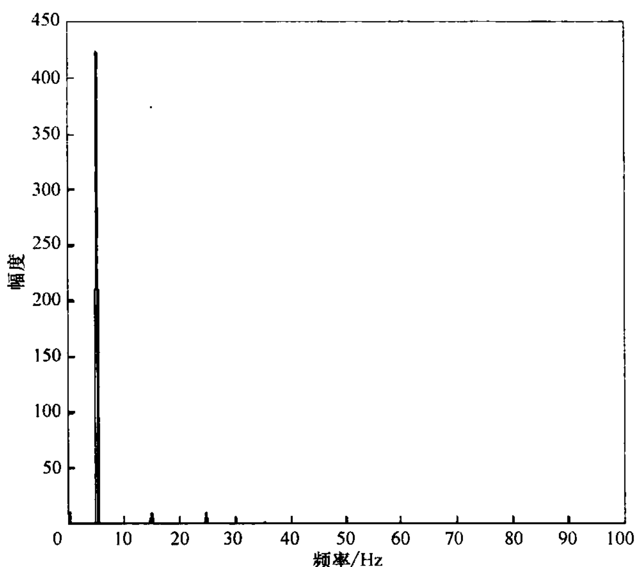


图 7.33　发生故障后机器对应的正弦输入信号的机器频谱

振动分析算法能够检测到在机械故障。该振动器的 HEALTH 属性下降到 0.1，低于阈值（设置为 0.6），触发相应的警报。

7.3.5　远程监控

对直接来自车间层的生产数据的高效组织和可用性，对制造公司的竞争力和反应能力是非常重要的。目前，整个工厂的布局可以相当广泛，在一些情况下，跨洲传播的生产数据更为重要。因此，远程监测和控制是必要和非常有用的，而既耗费时间效率又低下的实际系统不必存在了。对所属分支生产厂的机器进行远程监测的办法，是利用现有可扩展的 TCP/IP 的基础设施。本节将介绍这一内容。

1. 硬件

需要和使用的硬件方面，远程监控发展的服务器端，由一个安装在 PC 上的数据采集卡组成。数据采集卡有多种类型可用。这里用的采集卡是美国国家仪器公司的产品。PC 主要用于数据采集和远程机器的控制。硬件连接如图 7.34 所示。

2. 软件

实现远程监测会议的主要思路是向客户提供所需的数据。在客户端，它允许客户端通过 CGI 接口的 Web 浏览器监测和控制远程机器和工厂。从本质上讲，长距离远程监控应用与其他网络应用主要由两部分组成：客户端和服务器端。客户端是一个简单的 Web 浏览器。在服务器端，因特网开发工具包提供的 LabVIEWs 是唯一需要的重要软件。该软件的要求及互动如图 7.35 所示。

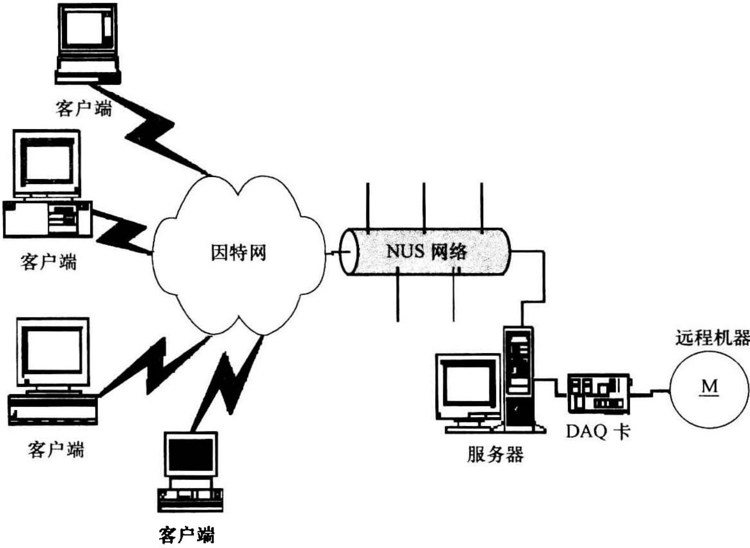


图 7.34 硬件连接

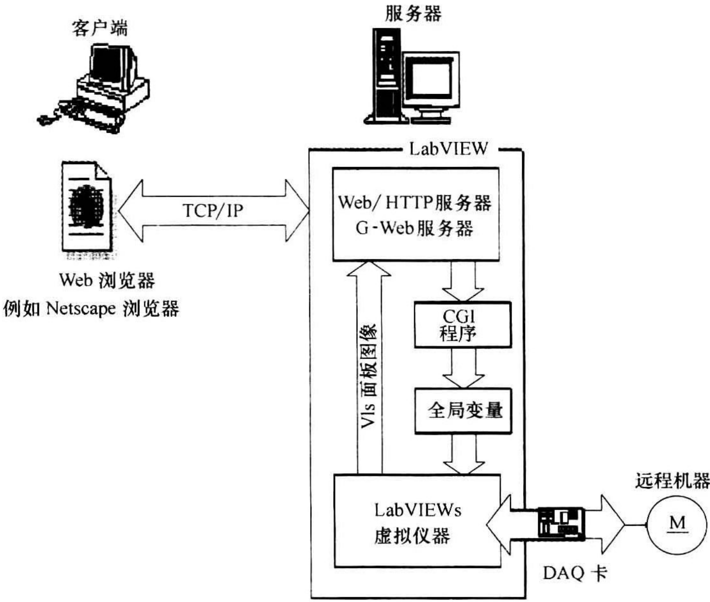


图 7.35 LabVIEW 的要求及互动

3. 工作原理

互联网开发工具包对 LabVIEW 是一个附加组件。它实质上是一个转换虚拟

仪器（VI 的）成互联网功能应用的库集合，如电子邮件和 FTP。首先最重要的是万维网，该工具包组成了 G Web 服务器。它能够作为一个虚拟仪器（VI）的前面板，可以从客户端的 Web 浏览器中查看图片。基本上有两种服务方式。一是“快照”模式，前面板的图像快照将送达。二是监测模式，在这种模式下，送达用户的该面板图像被嵌入了动画的效果。这是服务器推送技术实现的。连续的面板图像帧将从服务器接连推到其他的客户端，而无需等待随后客户端再次任务请求。推帧的速率可以在 G Web 服务器的配置文件中设置。目前，只有网景公司的浏览器支撑服务器推送技术。其他 Web 浏览器，特别是微软的 IE 浏览器，也可以创建为动画。这将导致 G Web 服务器传送前面板的图像工作在监控模式，客户端图像是动画的。因此，在 G Web 服务器为在互联网上提供虚拟仪表前面板的图像提供了便捷的手段。

软件包还包括一个用于编写的 CGI（通用网关接口）与 G Web 服务器应用的程序库。而 CGI 是接口与信息服务器（如 HTTP 或 Web 服务器）外部应用程序的标准。用户要求，例如通过每次点击超级链接或图像映射，URL（统一资源定位器）所对应的 CGI 程序，CGI 程序将在服务器实时运行。

访问安全纳入了 G Web 服务器，是通过在指定的 HTTP/1.0 接入认证基本计划获得的。它是一个简单的要求-响应身份验证机制，服务器向客户端请求一个由客户端提供的认证信息。基于该模型，客户端本身必须进行每个域用户名和密码身份验证。仅当可以验证请求 URI 保护空间的用户名和密码时，服务器才响应服务请求。利用 G Web 服务器，它也可以基于用户名、密码和用户的 IP 地址来控制访问。

7.3.6 实现

在客户端，操作员可通过互联网发送指令，来远程执行机器的振动分析。一个典型的对话从客户端浏览器开始。当用户成功认证，出现的主页如图 7.36 所示。用户可以通过主动点击任何超链接启动任何分析模式。其实，这些超链接指向一个 CGI 程序。当服务器收到任何要求时，这个 CGI 程序将要求一个与服务器端的会话。在任何时间点，都只有一个对话可以进行。经过这些检查，虚拟仪器的要求将被加载到服务器的内存上。前面板的图像将被送达，分析的结果将显示。分析必须执行的隶属函数、比例因子和阈值可以远程修改。

点击图像的映射或标准的 HTML 表单提交会从客户端发送命令到服务器。这些命令将通过互联网服务器上设置的 TCP/IP 协议被发送。在服务器端，在 G Web 服务器将收到客户端请求通过指定的套接字和端口号，一般 HTTP 为 80。服务器将处理客户端的请求，传送前面板的图像到客户端的浏览器。执行振动分析监测和诊断模式的浏览器快照分别由图 7.37 和 7.38 给出。

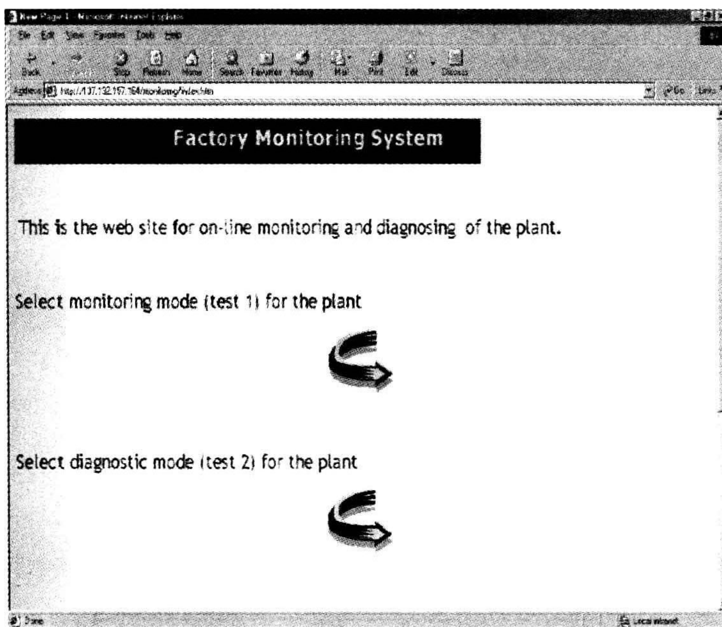


图 7.36 主页

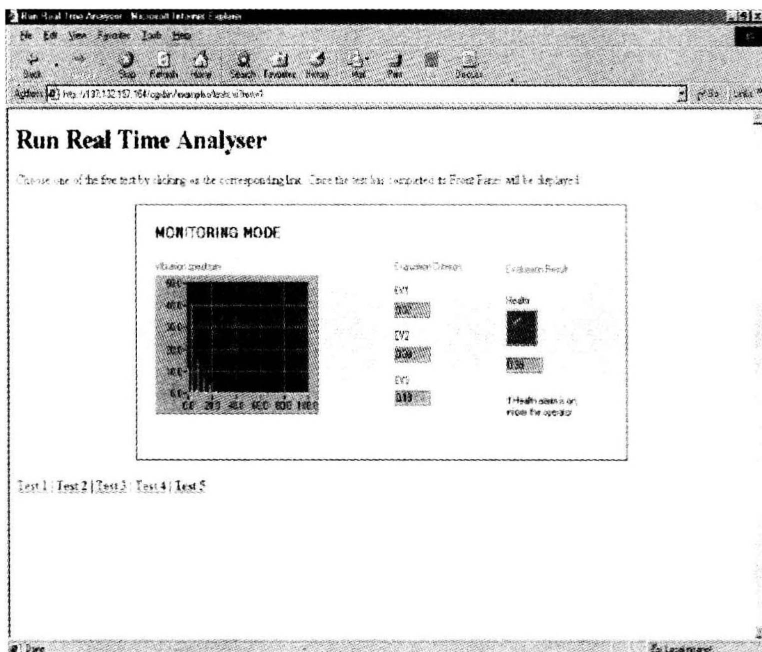


图 7.37 执行振动分析监测模式的浏览器快照

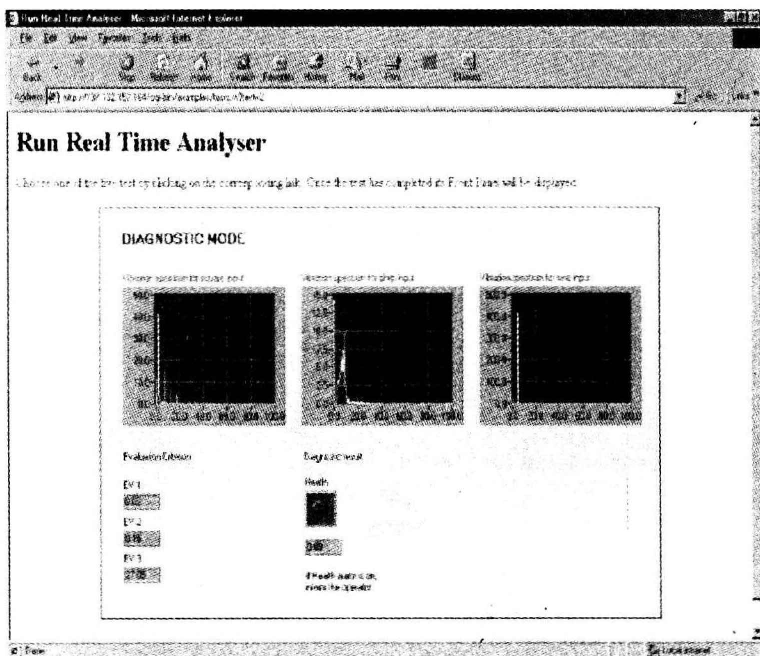


图 7.38　诊断模式的浏览器快照

第 8 章　其他工程方面

基于前几章的介绍，控制系统被开发和应用于一个精确的三维笛卡儿机器人系统，如图 8.1 所示。该机器人系统具有 250mm × 400mm × 50mm 的行程。其他工程方面，如确定元件的尺寸和选择、硬件架构、软件开发平台、用户界面设计和性能评估，对整体开发工作中也是至关重要的。这些方面的详细内容将在本章中介绍。

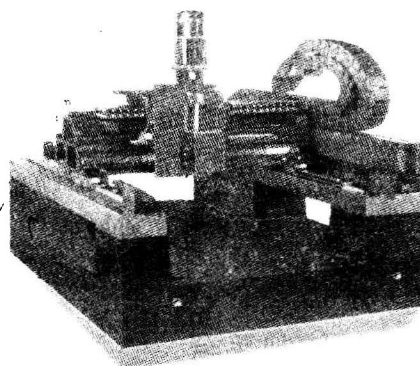


图 8.1　三维笛卡儿机器人系统

8.1　规格

控制规格如表 8.1 所示。

表 8.1　控制规格

分辨率 $R/\mu m$	0.01
重复性 $R_p/\mu m$	0.05
最小速度 $v_{min}/(\mu m/s)$	2
最大速度 $v_{max}/(m/s)$	0.5
步稳定时间 T_s/s	1.5

8.2　选择电动机和驱动器

为构建机器人使用了美国 Anorad 公司制造的线性电动机。选择 LE 系列高效无刷线性伺服电动机提供 78N 的持续力和 191N 的峰值力。最大加速度取决于移动物体的质量和这个峰值力。此外，运动配置必须服从：运行期要求电动机力矩的有效值必须小于连续力矩。假设的有效值要求得到满足，如果最大的移动质量小于 100kg，可以实现最大加速度为 0.2g。

8.3　选择光学编码器

选择光学编码器而非激光干涉仪主要是为了控制成本。为了实现 $R=0.01\mu m$ 的测量分辨率，选择海登海因（Heidenhein）线性编码器 LIP481（1Vpp 型）。LIP481 具有 $T_e=2\mu m$ 的信号周期，它在超过 220mm 时精确度为 ± 0.2μm，420mm 精确度为 ±0.5μm。LIP581 可用于较长的运行。它有 4μm 的信号周期，1440mm 精确度为 ± 1μm。

为了产生一个 $R=0.01\mu m$ 的分辨率，LIP581 和 LIP481 分别需要最低 400 和 200 的电子插值。为了使插值能有效运作，必须利用适当的屏蔽和接地技术，尽量减少磁场的不良干扰影响，使测量噪声的电压低至 5mV 以下。

8.4　控制平台

灵活性、质量、功能和开发时间是推动选择控制系统的硬件和软件开发平台的关键因素。选择 dSPACE 开发平台是依据三个主要特点来选择的：快速控制原型、自动生成生产代码和回路硬件测试设备。

快速控制原型意味着新的和定制的控制概念，可以直接和迅速地开发，并可通过常用软件如 MATLAB®/Simulink®标准的设计工具和丰富的功能块对实际系统最优化。控制器可以直接而生动地以功能块图的形式设计，很少或根本没有必要在线编程。实时代码可以通过功能块图自动生成，并实现通过机器自动生成代码的特性。回路硬件设备进一步允许可靠和具有成本效益的方法，完成虚拟环境下的系统测试。外设部件可用已证明有效的数学模型取代，而把要进行评估的实际物理部件系统地插入回路。除了节省时间和成本，相关回路的模块化和可再生性硬件的仿真极大地简化了整个开发和测试过程。

8.4.1　硬件结构

整个系统硬件结构如图 8.2 所示。为了满足高同步速度和高精度的要求，控制单元配置了高速处理模块。dSPACE DS1004 DSP 板和 DS1003 DSP 板一起使用。DS1004 DSP 电路板采用 DEC Alpha 的 AXP 21164 处理器，具有 600 MHz/1200 MFLOPS 的能力。该主板用于执行完全集中计算密集型与控制算法相关的任务。DS1003 DSP 板使用具有 60 MFLOPS 的 TMS320C40。它可以有效地处理所有必要的 I/O 任务，因为可以通过外围高速总线高速（PHS）连接到所有 I/O 板。两种板都具备 RTI（实时接口），并允许从 Simulink 的内部完成编程。通过分别下放计算任务和 I/O 任务到 DS1004 和 DS1003 这两块板，这种多处理器系统配

置提供了最佳性能。

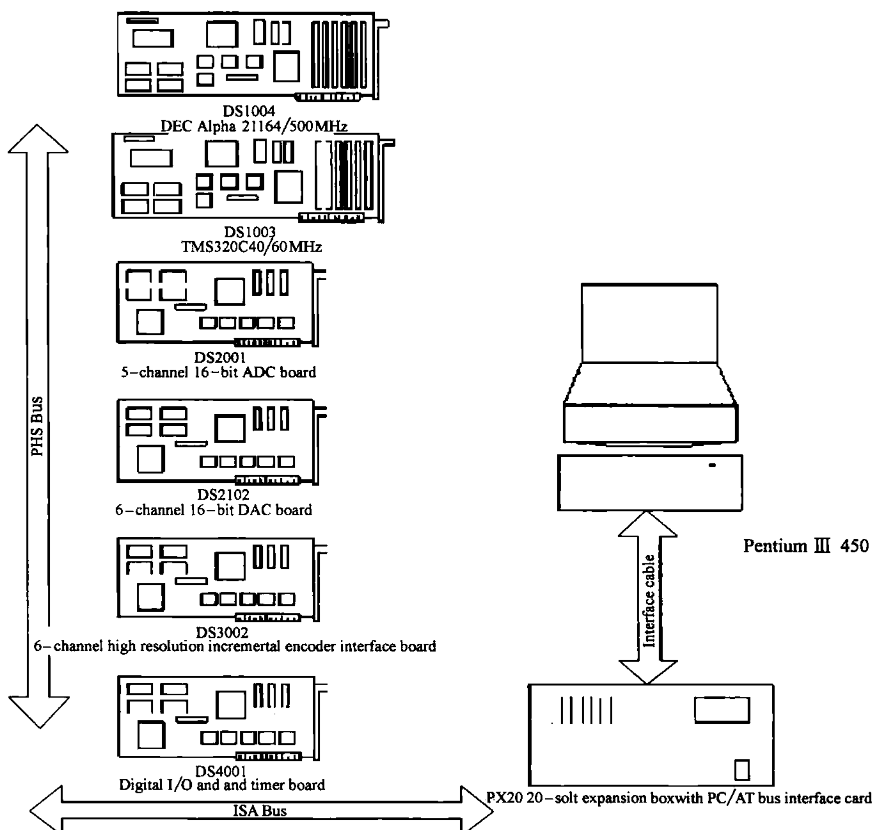


图 8.2 整体硬件构架

除了处理器板，使用 DS2001 数据采集板，有五个平行的高速 16 位 A / D 通道。采样和信号保持对所有通道可同时执行，采样时间短短 5μs。使用 DS2102 高分辨率的 D/A 板驱动启动器。它有六个并行的 D/A 通道，每个有 16 位的分辨率。典型的设置时间（满量程）为 1.3 ~ 2μs，可输出电压范围（可编程）为 ±5V、±10 V 或 0 ~ 10V。DS2102 的 Simulink 块和 RTI 一起提供的对话框可以帮助用户根据连接通道设备，自定义和配置每个通道的电压范围。

为了通过模拟式增量型光学编码器实现精密测量的分辨率，增量式编码器的 DS3002 接口板选择了 750 kHz 的最大输入频率。通过 DS3002 的六个通道获取正弦编码器的信号，转换为 12 位数字信号，然后通过特殊的高优化软件的相位解码功能，从这些数据中提取相对位置。

沿着相对位置，搜索块寻求编码器标记线，当得到一个新的标记线绝对位置信息时，更新相应的计数器。从理论上讲，这样的方法可以实现 4096 个插值。

反过来，这意味着如果光栅线间距为 4μm，可以得到小于 1nm 的测量分辨率。然而，应当小心注意插值误差的制约因素，如相关的有限字长的 A/D 操作，不完善的模拟编码器波形，具有均值和相位的偏移，噪声及非正弦波形失真（见第 6 章内容）。

带有 32 个 I/O 通道的 DS4001 既是计时器又是数字 I/O 板，用于检查行程限位开关的状态和其他提高安全性能的数字化设备。32 通道可分为 8 位的分组。

包括上述的处理器的 I/O 板在内，系统硬件建构全部实现高度模块化。I/O 板安装到 19 号机架扩充盒，扩充盒拥有最多可安装 20 个 dSPACE 板的 20 个全尺寸 16 位 ISA 插槽。扩充盒中包含电源、冷却风扇和接口电路。控制系统采用面板连接器，以提供方便获取 dSPACE I/O 板的所有输入和输出信号。模拟信号可通过 BNC 连接器获得，大多数的数字信号通过 Sub-D 连接器访问获得。连接器面板上的 Sub-D 连接器是低密度的，按 I/O 通道或功能单元分组。

配置的控制平台能满足以下的速度要求。

1. 最小速度：v_{min}

闭环带宽估计约为 100Hz。因此，为避免混淆，必须满足香农采样定理，要求采样频率为 $\omega_s \geqslant 2 \times 100\text{Hz} = 200\text{Hz}$。DS2001 支持该采样频率，可以达到低至 5μs 的每轴伺服更新间隔。

插值后编码器计数频率 f_e 应满足

$$f_e \geqslant 200\text{Hz}$$

因此

$$\frac{v_{min}}{R} \geqslant 200$$

$$V_{min} \geqslant 2\mu\text{m/s}$$

能够满足最小 $v_{min} = 5\mu\text{m/s}$。

2. 最大速度 v_{max}

可实现的最大速度关键取决于控制器电子电路的最大带宽。DS3002 支持高达 750 kHz 的带宽。因此

$$v_{max}(1 \times 10^6)/T_e < 750(1000)$$

$$v_{max} < 1.5\text{m/s}$$

可以满足 $v_{max} = 0.5$ m/s 的最大速度。

8.4.2 软件开发平台

流行的软件设计和仿真工具支持该处理器板，包括 MATLAB® 和 Simulink®，它们为经典控制和现代控制两类控制算法的标准和模块化设计功能提供了丰富的集合。图 8.3 所示为笛卡儿三维龙门机定制的全部 Simulink 控制框图。按照各自

的功能区分，框图可分为三个部分：

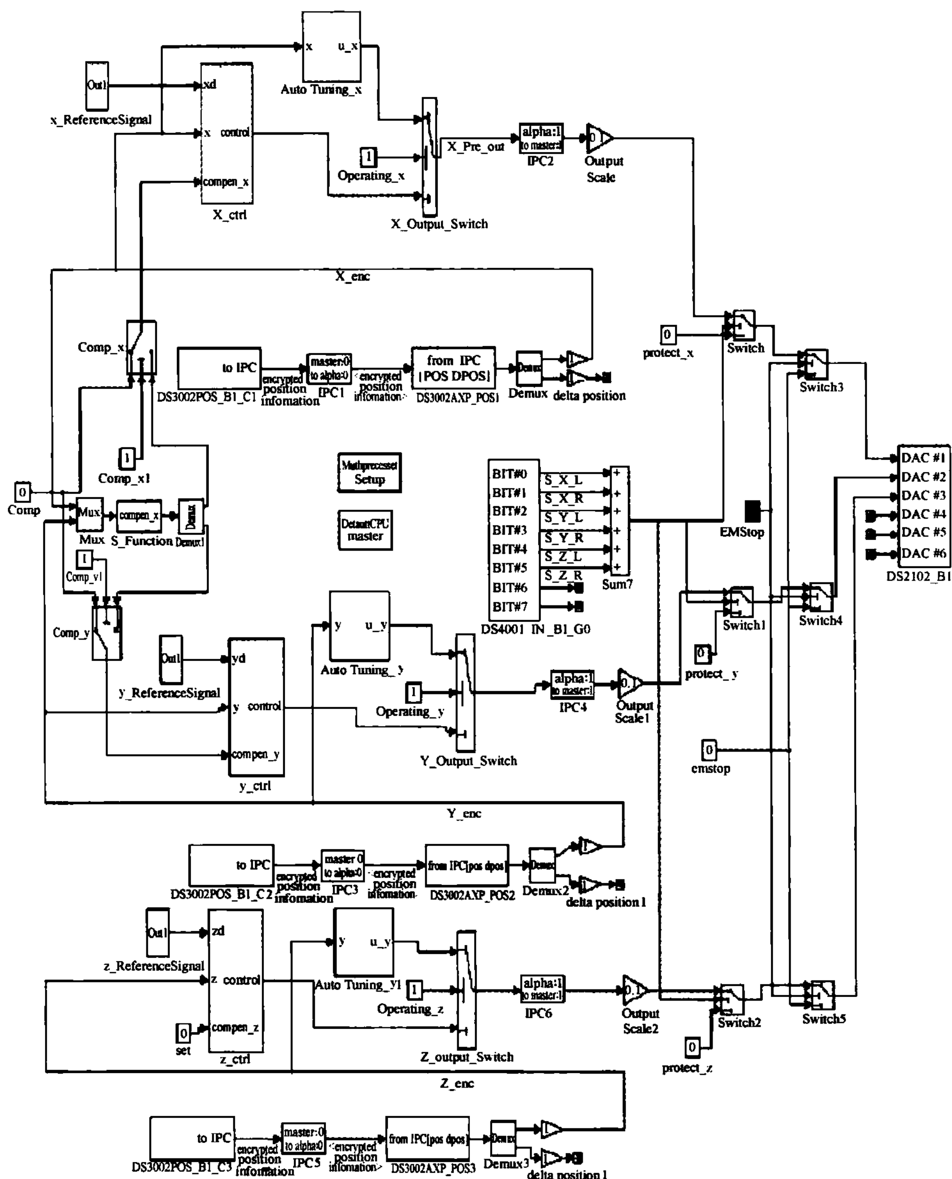


图 8.3 笛卡儿三维龙门机定制的全部 Simulink 控制框图

1）控制和自动调整。

2）几何误差校正和补偿。

3）安全功能，如紧急停车和限位开关等。

控制算法包含在 X-Ctrl、Y-Ctrl 和 Z-Ctrl 键子系统中。图 8.4 所示为 Simulink

X 轴的控制框图。除了 PID 反馈控制是固定的以外，其他的先进控制算法可由操作员设置。同时还为控制器提供了自动校正操作模式。该操作模式（控制或自动校正）可以通过 X-Output-Switch、Y-Output-Switch 和 Z-Output-Switch 开关模块进行选择。

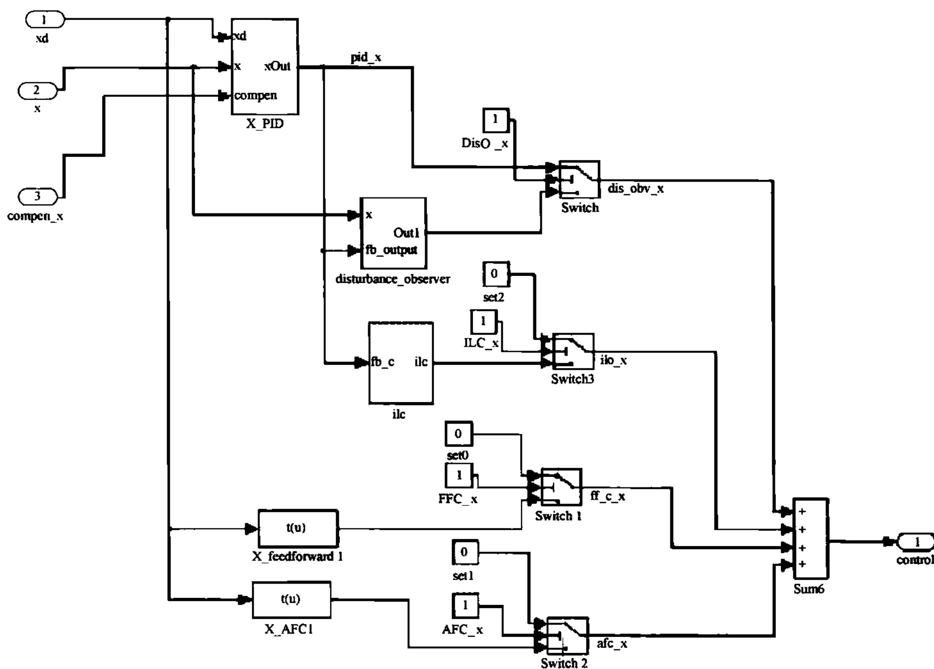


图 8.4　X 轴的 Simulink 控制方框图

轴的几何误差校正和补偿通过 S-函数接口与控制器集成。计算机 x 和计算机 y 可通过开关交换机获得这些功能，如图 8.3 所示。通过 DS4001 板获得所有三轴限位开关信号。这些限位开关信号作为三个开关的控制输入，如图 8.3 所示。限位开关被激活后将使该系统的控制信号无效。整个 Simulink 控制框图还提供了操作员紧急停止功能。

为了几何误差的补偿，写入一个基于 MATLAB/Simulink 运行的软件组件。使用这种软件，包括基于误差补偿径向基函数（RBF）的 S-函数可自动生成，假设有校准试验得到的原始数据集和 RBF 训练要求的简单用户输入。因此，操作者应该具备一点 RBF 的技术知识。

从 Simulink 控制框图生成的自动代码成功后，控制器将运行于设置的 dSPACE 的硬件体系结构中。设计使用 dSPACE 的 CONTROLDESK 用户界面允许友好用户操作时进行参数调整、改变和数据记录。控制参数可以在线更改，同时沿着所有轴向的运动都可以从显示屏上看到。

8.4.3　用户界面

用户界面设计成基于 dSPACE CONTROLDESK 仪器工具的一个虚拟仪器面板。CONTROLDESK 是一个全面的设计环境，设计人员可以直观地管理使用仪表，并自动进行他们的试验和操作。CONTROLDESK 无缝集成在 dSPACE 的开发平台中。它可以实现实时数据采集、在线参数化，并提供所有模型变量的快捷访问而不必中断运行操作。整个用户界面设计可以简单通过仪器选择和拖放操作实现。这大大加快了设计过程，并帮助避免陷入与标准设计相关的在线编程。

图 8.5 所示为定制的龙门运动系统的用户界面。该接口可大致分为六部分：运行状态、控制按钮、参数调整、限位开关、参考信号和结果。

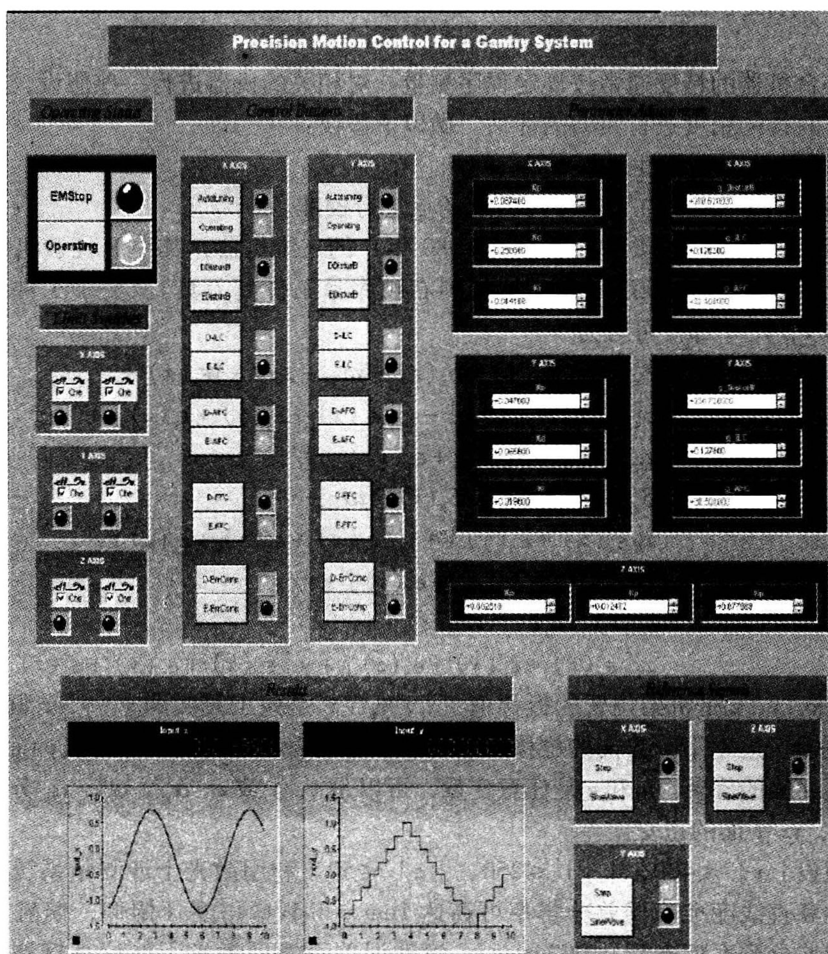


图 8.5　定制的龙门运动系统的用户界面

界面的操作状态 Operating Status 部分反映系统目前的运行状态。提供一个紧急停车按钮 EMStop 在紧急情况下进行中断系统操作。该系统的状态显示在按钮旁的 LED 上。界面的限位开关 Limit Switches 可以部分反映限位开关状态，限位开关已装入系统，以防止系统在允许范围外运行。界面的控制按钮 Control Button 部分可对单个轴的控制器进行设置。多态 LED 用来表示当前的控制器应用。控制器的参数，如控制增益，可以在参数调整 Parameter Adjustments 区在线调整，而同时在结果 Results 区可以看得到控制效果。具体的运动轨迹在参考信号 Reference Signal 区设置。除了提供用于演示目的的标准信号外，其他的参考信号也可以相应地增加，这取决于具体应用的需要。

8.5 精度测量

一台机器的精度通常按规定程序测量。对相关的机器进行一些假设，首先可以对可获得的精度进行粗略的评估。做以下假设：

假设 8.1 重复性误差为零。

假设 8.2 机器在分辨率可分辨的点进行校准。

考虑一个 FXYZ 类型（Hocken 1980 年）的三维机器，其中 F 代表机架，X，Y，Z 代表轴的堆叠顺序轴线（从左到右顺序是工件到刀具）。关于工件架的实际位移 x，y，z 部分可写为

$$\begin{aligned}
\Delta x =& \delta_x(x) + \delta_x(y) + \delta_x(z) - y\alpha_{xy} - z\alpha_{xz} - y\epsilon_z(x) + \\
& z[\epsilon_y(x) + \epsilon_y(y)] - y_t[\epsilon_z(x) + \epsilon_z(y) + \epsilon_z(z)] + \\
& z_t[\epsilon_y(x) + \epsilon_y(y) + \epsilon_y(z)] + x_t \\
\Delta y =& \delta_y(x) + \delta_y(y) + \delta_y(z) - z\alpha_{yz} - \\
& z[\epsilon_x(x) + \epsilon_x(y)] + x_t[\epsilon_z(x) + \epsilon_z(y) + \epsilon_z(z)] - \\
& z_t[\epsilon_x(x) + \epsilon_x(y) + \epsilon_x(z)] + y_t \\
\Delta z =& \delta_z(x) + \delta_z(y) + \delta_z(z) + y\epsilon_x(x) - \\
& x_t[\epsilon_y(x) + \epsilon_y(y) + \epsilon_y(z)] + y_t[\epsilon_x(x) + \epsilon_x(y) + \epsilon_x(z)] + z_t
\end{aligned}$$

其中，x，y，z 是机架位置的标称值，x_t，y_t，z_t 是该工具尖的 x，y，z 偏移；$\delta_u(v)$ 是在 v 运动下 u 方向的位移误差（该误差的符号选 u 方向），$\epsilon_u(v)$是关于 v 运动下 u 轴的旋转。u 和 v 是任意变量，可以是 x，y 或 z。α_{xy}，α_{xz}，α_{yz}分别为在 xy，xz，yz 平面的正交误差。

假设 $|x| \leqslant 400$，$|y| \leqslant 250$，$|z| \leqslant 50$。利用激光干涉测量系统，可测量线性和直线度准确误差分辨率可高达 1nm，可测量角度（俯仰，偏航）和垂直度误差分辨率精确到 0.002arcsec。滚动误差不能用激光干涉仪直接测量。可使用的电子水平传感器精确度只有 0.2arcsec。不过，它可以进行插值达到

0.002arcsec。根据假设8.1和8.2，通过整个工作体积误差可以估计，假设

$$x_t = y_t = z_t = 0$$

$$|\Delta x| \leqslant 1 + 1 + 1 + 2.5 \times 10^8 \times 9.76 \times 10^{-9} + 0.5 \times 10^8 \times 9.76 \times 10^{-9} + 2.5 \times 10^8 \times 9.76 \times 10^{-9} + 0.5 \times 10^8 (9.76 \times 10^{-9} + 9.76 \times 10^{-9}) = 9.34\text{nm}$$

$$|\Delta y| \leqslant 1 + 1 + 1 + 0.5 \times 10^8 \times 9.76 \times 10^{-9} + 0.5 \times 10^8 (9.76 \times 10^{-9} + 9.76 \times 10^{-9}) = 4.46\text{nm}$$

$$|\Delta z| \leqslant 1 + 1 + 1 + 2.5 \times 10^8 \times 9.76 \times 10^{-9} = 5.44\text{nm}$$

对角线绝对误差为

$$|\Delta d| = \Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2 \leqslant 11.69\text{nm}$$

没有滚动测量插值，误差增加到

$$|\Delta x| \leqslant 57.66\text{nm}$$

$$|\Delta y| \leqslant 52.78\text{nm}$$

$$|\Delta z| \leqslant 247.00\text{nm}$$

$$|\Delta d| \leqslant 259.07\text{nm}$$

如果直线可重复性和直线度误差是 λ（单位为nm），角误差为角分辨率以上的 φ 倍，于是工作体积上的误差为

$$|\Delta x| \leqslant 3\lambda + 6.34\varphi$$

$$|\Delta y| \leqslant 3\lambda + 1.46\varphi$$

$$|\Delta z| \leqslant 3\lambda + 2.44\varphi$$

$$|\Delta d| \leqslant \sqrt{27\lambda^2 + 48.28\varphi^2 + 61.44\lambda\varphi}$$

利用 $\lambda = 2000\text{nm}$ 的机械规格，$\varphi = 100$（角重复性为0.2arcsec），因此

$$|\Delta \text{d}| \leqslant 10.99\mu\text{m}$$

这是一个保守的估计，因为可能以最糟的方式取得误差部分的累积。

8.6　数字通信协议

前面各章都专门集中介绍了传感器、执行器和控制平台。为了整合这些元件，作为一个系统高效率地工作或连接多个控制系统，信号通信协议和标准是必要的。

现场总线是一个数字化的、双向的串行总线通信网络，连接各种仪器、传感器、控制器、最终控制元件和其他设备。它是分布式实时系统的支柱之一，并大大简化了现场设备之间的接线。

本节将介绍典型的现场总线协议栈和目前在伺服驱动器中使用的公共现场协议。

8.6.1　现场总线协议栈

开放系统互连（OSI）的模型定义了通信系统的主要内容。该模型有七层，如图 8.6 所示。

层	说明
应用层	源与目的间数据的解释
表示层	信息表述与转换
会话层	子应用之间的对话管理
传输层	获得可靠数据网络传输的方法
网络层	跨越复杂网络通信的方法
数据链路层	两个直接链接单元的协调规则
物理层	链接与信号的物理特性

图 8.6　OSI 模型

这个 OSI 模型是标准化的参考模型。它不定义准确的服务或协议，而仅是界定每一层应该做的事。通信功能由最低的三个层实施，主机功能由上面四层实施。最低的两层处理中间节点。其余层是端至端的服务。

OSI 模型是一种通用的通信模式。现场总线协议栈通常只涉及以下层次：

1）物理层。

2）链路层。

3）网络层。

4）应用层。

应用层以上可能会有一个用户层，以实现高一级用户功能，或这些功能可能是作为应用层的部分来实现。

除非是更复杂系统，其余的层并不重要，原因如下：

1）对实时响应的解决方案，涉及穿越全部七层的协议费用是不可接受的。

2）现场通信需求并不密集，典型的是小至中等规模的通信，但协议的费用要低。

3）这一级的通信系统必须简单，易于安装和维护，并且成本应低廉。

此外，链路层和网络层通常是密切联系在一起，该网络的组成部分就相对简单。一些技术规范往往把这样的链路/网络层组合处理为初始网络部件，只作为一个链路层使用。

1. 物理层

在这一层，数据链接和数据信号的物理性质得以定义，即定义使用数据链接的类型、物理拓扑结构、链接信号的性质（电压、电流和频率）、信令速率、数据单元（字节和字）、逻辑转换的信号及使用连接器的类型。

拓扑结构的例子如图8.7和图8.8所示。

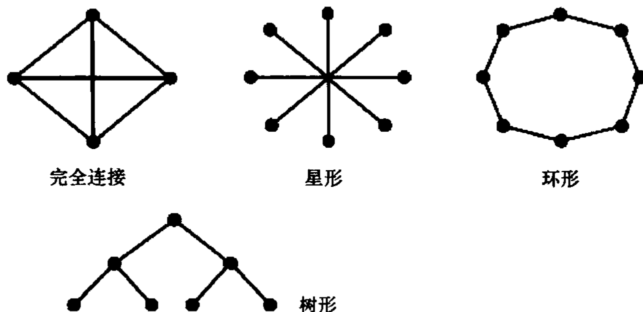


图8.7 点对点拓扑

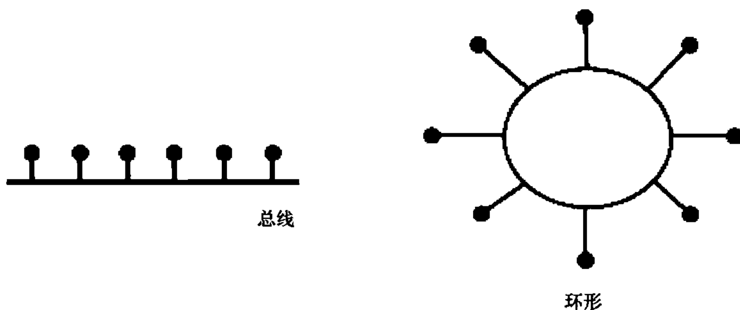


图8.8 广播拓扑

2. 链路层

链路层定义了通信实体（源或目的）之间的通信规则和直接连接到该实体的通信系统元素。链路层所涉及的关键要素包括：

1）在两点之间建立的链接。

2）媒体访问控制，即“话语权”（流量控制）规则，是半双工或全双工链接。

3）链接数据和链接命令的隔离。

4）错误检测与校正技术。

5）链路故障和恢复方法的指示。

媒体访问控制可能会集中在流行的算法，如主从、令牌总线或载波侦听多路访问/冲突检测（CSMA / CD）。

除了媒体访问控制，错误检测和校正是链路层必须能够执行两个重要特性，因为错误是一直存在的，并且在每一个系统发生。错误可能是小的（仅1位相反），可能是大的（全命令或响应的损失）。

错误检测可以在以下几个层次组织：

1）字节的层次，这是一个校验位。

2）数据包的层次，这是一个校验字节或校验字节数。

如果整个消息丢失，只有一个方法来恢复，就是再次发送。自恢复协议是有风险的，通常不可靠。

3. 网络层

网络层定义了端到端的通信规则。它提供网络寻址和数据路由的方法。

为了提供有序的通信，网络中的所有元素都必须分配地址。寻址是一个要考虑的重要问题，原因如下：

1）必须有足够的地址空间。如果8位分配，网络不能超过256个成员。如果使用太多不必要的位，网络性能会下降。

2）必须设置从传感器到控制器的所有网络组件的地址。

3）地址必须是唯一的。

实际上，所有的现场总线允许这样的消息，它们不是针对任何特定的设备，而是针对所有的设备。这样的消息被称为广播信息。

4. 应用层

应用层定义了被传输和被接收数据的含义。它是需要网络服务的应用访问层。这一层将提供文件、打印、邮件和应用数据库服务。应用户的请求确定并开始必要的服务。在这个层面上控制系统的应用中，各种命令代码是以响应代码和数据的格式定义。这一层提供各种控制功能服务。

5. 用户层

可能会有一个用户层，目的是在更有效率地实施高层次的控制功能。它连接单个设备域，并提供一个高层应用环境。目前功能块通常被用于在这一层实现控制策略。每个现场总线设备有一个设备描述（DD）。该设备描述（DD）可以看做是特定设备的驱动程序。它包括所有使用该设备的变量描述和相应的作业程序，从而使DD真正做到互可操作。一旦任何控制系统或主机具有该设备的DD，它就能够与该设备通信。

6. 遍历堆栈

当传输设备发送一个消息（PDA的分组数据单元）时，消息将穿越层次向下至物理层的物理介质层，随后穿越层次向上至接收装置。当出现一个消息请求时，接收设备将以逆转的方式接收和响应。向下遍历堆栈期间，来自传送设备的原始信息被每一层增加了信息段，增加的信息在接收设备的相应层又被去掉。

8.6.2 常见的现场总线

对现场设备的选择出于配套的协议，反之亦然。一个特定制造商制造的设备通常符合特定的协议，所以通常无法真正分别选择协议和使用的支持设备。本节

将介绍一些常见的具有更为广泛的用户基础的现场总线。

1. CANopen

控制器区域网络（CAN）是一种微控制器的串行总线网络，连接一个系统或子系统的器件，如传感器和执行器以达到实时控制应用。CAN 提供许多强大的特性，包括多主机功能和广播或组播电报的能力。CAN 总线还具备了许多其他优点，其中包括成本低廉、数据可靠性高、响应时间短，还有一个巨大的用户群。这些优点使 CAN 跨入现场总线技术领先行列，特别是在汽车和纺织工业领域。

在 CANopen 协议中使用该网络独特的标识符把消息广播到网络中的所有节点。基于此标识符，单个节点决定是否处理该消息，同时根据对总线访问的竞争条件确定了该消息的优先权。这种方法当检测到冲突时，允许传输不间断，不像以太网，检测到冲突时将停止传输。

CANopen 通信是一种基于 CAN 的高层协议。这是作为一个标准化的嵌入式网络和面向运动机器控制的网络，现在还用于许多其他领域，如医疗设备、越野车辆、海运电子、公共交通和楼宇自动化等。

CANopen 提供了这样一种机制，使不同类型的设备可以得以整合，并能够进行标准化方式的通信。通过利用设备的配置文件信息，CANopen 设备将确保其共同的操作功能。例如，从两个制造商分别生产的两个不同的数字模块会有共同的功能，如设置输出和阅读输入。该协议指定的共同功能必须能让设备进行互操作。有了 CANopen，制造商在其设备中对各种功能都不限制。

CANopen 设备配置文件的基本组成部分是对象词典，其中包括一个数据对象、通信对象和命令/动作的混合。CANopen 通信服务让用户完全访问对象词典，允许阅读和写数据和命令。数据和命令实施使用 16 位索引寻址机制与 8 位细分索引，给出一个范围为 0000H 到 FFFFH 的地址。部分对象词典基于功能分为不同的领域。例如，索引 6000H 是保留给读的地址。

CANopen 通信提供开放的协议，并允许在没有总线主控单元的参与下，网络节点之间进行直接的数据交换。它允许充分的广播/组播特性和多种通信方式，旨在使总线负载最小并可预测。因此，CANopen 通信非常适合远程智能的概念，是理想的分布式控制解决方案。

2. Profibus

Profibus 现场总线是开放的数字通信系统，主要用于工厂自动化。现在它在数据通信市场上居领先地位，占通信市场 20% 的份额，约有 2000 种产品应用了 Profibus。Profibus 目前广泛应用于食品和制药行业。

Profibus 现场总线协议的结构包括三个层次：物理层（第一层）、数据链路层（第二层）和应用层（第七层）。

物理层介绍了在屏蔽双绞线对中使用的标准的串行通信 EIA—485，使用中继器和数字传输 NRZ 码来扩展总线拓扑树。

数据链路层定义了网络节点的逻辑模型。该网络节点包含从站（只有在主站的要求下使用网络传输介质）和主站（主站可与主站及从站之间相互通信）。在主站中，介质访问遵循令牌传递的规则，即定义的位序列，允许设备之间的相互通信和使用局域网。主站连接逻辑环保证确定的传输时间，不与总线电缆内其他数据冲突，因为只有有令牌的站可以传输数据，而其他站则禁止传播数据。从站的介质访问控制遵循主从方式，这里的主站是主动站。数据链路层再划分为两个子层，一个子层是介质访问控制层，另一个子层为更高层的接口提供同步/异步传输服务。

应用层允许对象操作，使用对象可以是变量、阵列、矩阵、变量列表、程序调用和子程序等。这分为两个子层：FMS（现场总线信息规范）和 LLI（低层接口）。

Profibus 现场总线互联驱动和操纵装置可能通过局域网来实现控制回路。例如，在电驱动的操作中，主站处理路径生成和位置环，从站处理速度和力矩环。

3. 基金会现场总线

基金会现场总线（FF）是一种串行的双向通信系统，是工厂自动化的基础层次网络，FF 同以太网连接，实现典型的硬件平台。定义了两个层次的网络，H1 和 HSE，分别确定 31.25 kbit/s 和 100 Mbit/s 的传输速率。

FF 的关键概念是一个调度时间表，可以确保所有信息在规定的时间内被转移到正确的目的地节点。这使 FF 具有及时获取信息的能力。该调度时间表作为管理者控制信息流量，它决定何时发送一个消息，发送什么信息，应该被发送到何地等。调度时间表在本质上是信息执行的算法，并且算法的内容可以各自不同。但是，通常信息包括周期数据（同步）和用户的请求（异步），并要求从设备（异步）。所有消息都传送到总线，由于要转送多个消息，令牌机制用于确定哪些应该传送，优先考虑同步消息。

FF 的结构和特性使得它适合用于诊断，例如，液压应用的阀门诊断，这需要及时获取信息。在此应用中，过程信息如压力、温度和水位得到监测。此信息然后经统计工具处理，可以与一个阈值比较，使这一过程的状态可以被诊断。例如，温度的统计分布有一个指数上升可能表明该系统有过热的迹象。

4. Firewire

Firewire（也称为使用 i. Link 或 IEEE 1394）是个人计算机及数字视频接口标准的串行总线，提供高速通信和实时数据服务。Firewire 是对 SCSI 并行接口的继承。它是由苹果电脑公司开发的，并已广泛应用于计算机和消费电子行业。

Firewire 的优点如下：

1）这是一个低成本、自供电、高速的数码单线缆串行总线，适合实时运动控制应用。

2）带宽可总体确定的。

3）兼容点对点通信。

4）速度范围从100至400 Mbit/s。

5）总线支持挂接63个设备。

6）高达10m的电缆长度的中继器，可用于扩展距离。

7）兼容数字即插即用设置，所有参数软件驱动。

8）接口通常包含在所有的个人计算机中，可以方便地进行设置和配置。

Firewire的缺点如下：

1）没有标准的协议。

2）Firewire只解决开发行业标准的一小部分实际问题。

5. Sercos

串行实时通信系统（Sercos总线）接口是一个数字运动控制总线，可以与运动控制、驱动器、I/O端口和传感器互连。这是一开放式控制器数字驱动器接口，设计用于通过抗噪纤维光缆实现实时闭环数据的高速串行通信。利用Sercos数字驱动的功能，不仅能替代标准的10V模拟标准接口，而且提供控制和驱动之间的双向通信。

控制和驱动器使用标准的传输介质、拓扑、连接技术、信号电平、消息结构、时序和数据格式。这使得来自不同于Sercos厂商的设备可以在同一平台上进行双向通信。

Sercos总线的优点如下：

1）控制和驱动器之间通过光纤环交换数据，可消除电磁干扰。

2）发送命令和实际值所用时间很短，保证与轴的精确同步。

3）它支持四个操作模式，包括转矩模式、速度模式、位置控制模式和块模式。

4）Sercos机器即插即用，易于适应不同的应用。

5）Sercos的实施提高了系统的灵活性，一个完全相同的驱动可参数化处理多个主要对象。

6）来自不同销售商的Sercos接口产品可以互相操作。

7）主机控制每个环，分配时隙以确保适当地传输数据。

Sercos总线的缺点如下：

1）Sercos接口的速度不佳。高于要求4~10倍的传输数据速度也不能大幅提高整机性能。

2）该接口有32-767个标准命令的识别号码，同时也有能力纳入32-767识

别号码。有时 Sercos 接口与其他接口不兼容。

3）Sercos 接口的成本可能会比其他标准高。

6. 以太网

以太网具有布局的灵活性和能与大多数的办公网络的互操作的特性，最初主要用于办公自动化的用途。以太网的发展带来了目前 100 Mbit/s 的通信技术，使其可以作为一种工业网络的主流应用。

以太网（Ethernet）是局域网（LAN）的计算机网络技术。这个词本身来自于“ether”，科学家过去认为“ether”是外太空中的媒介。其实，以太网是网络内各种设备通信的硬件介质。以太网定义了物理层和数据链路层的连接。图 8.9 所示为以太网的分类。

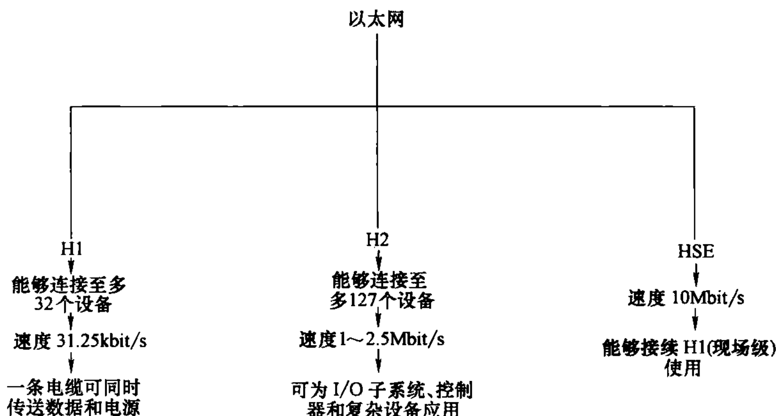


图 8.9　以太网的分类

随着以太网的建立，不同的协议的设备（但同样以以太网为平台）可以存在于同一个局域网而不发生冲突，虽然由于协议不同没有通信建立。这简化了网络的电力装置。此外，以太网寻址方案进一步消除了设备之间冲突的可能性。

以太网的拓扑结构遵循物理层拓扑。由于电缆的物理信号衰减限制了网络的长度。在这种情况下，必须使用集线器和中继器。它们的作用主要是刷新信号，以便信号可以远距离传输。但是，数据传输速度仍会限制集线器和中继器的数量。例如，以 10 Mbit / s 的速度，两个节点之间集线器和中继器的数量不得超过 4 个。集线器和接收器广播信息到所有端口，让每个端口只得到一部分可用带宽。

在一个工业网络中，它很可能是网络的不断扩大，整个网络好像由系统的几个地方网络组成。另一个类似的情况是几个小网络的合并，用自己的基于以太网的网络，要形成一个高性能系统。以太网桥可以完成多个网络之间的连接，即使每个网络可能工作的速度不同。以太网桥有能力使用以太网解决方案，直接使信

息发到目的接收者。这是以太网桥和集线器之间的区别，集线器不会过滤信息。

设备通过网络接口卡（NIC）连接到以太网。网络接口卡能自动选择应该工作的正确速度。以太网从原来办公室水平自动化的标准，逐渐渗透进入到工业控制环境。以工业以太网为骨干，诊断功能可以很容易扩大到整个网络范围内，提供诊断服务功能，并且是一个位置独立的基础设施。尽管以太网大力发展，以太网的未来仍然充满挑战。数据采集就是需要应对的挑战之一。如果工厂数据可以从现场设备及本地控制器直接提取，将是以太网巨大的优势。这需要控制器巨大的内存。现在在以太网技术的发展中开始采用光纤和无线通信技术。

无线以太网通常采用红外线或无线电频率通信，可用于两个点对点通信和基础设施通信。虽然无线以太网提供了极大的灵活性，但是因为无法进行远距离（约100~200m）传输信息，其效率大大降低。此外，无线以太网更容易发生信息冲突，因为某些节点由于物理阻塞可能无法辨认另一路传输（与以太网的个案不同）。解决这个问题通常是由虚拟检查，即转递节点发送一个请求到所有节点，并等待允许直到发送消息。然而，这仍然是一个需要进行不断研究和改进的领域。

无线以太网可以显著提高运动控制系统的性能，因为它可以到达由电缆无法到达的网络部分，例如环境的化学条件不允许电缆/电线在网络使用的时候。

附录　激光校准光学仪器、附件和配置

1— 两个位置和高度调节器
2— 线性干涉仪
3— 附件螺钉
4— 两个线性反射镜
5— 基座

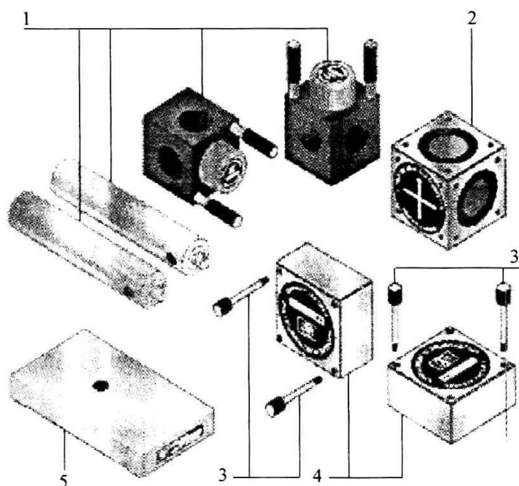


图 A.1　线性测量的光学仪器与附件

1 — 两个位置和高度调节器
2 — 角反射镜
3 — 角干涉仪
4 — 两个校准器
5 — 基座

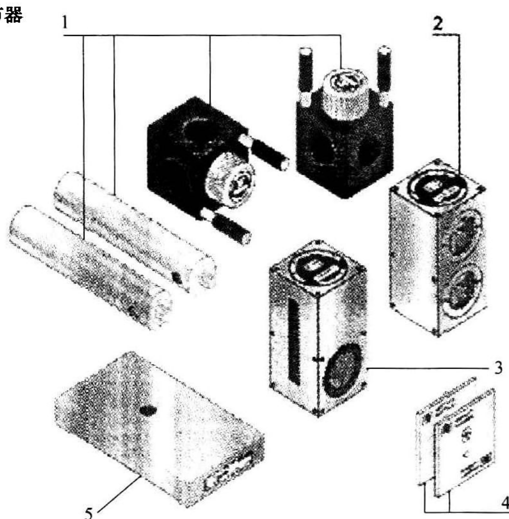


图 A.2　角度测量的光学仪器与附件

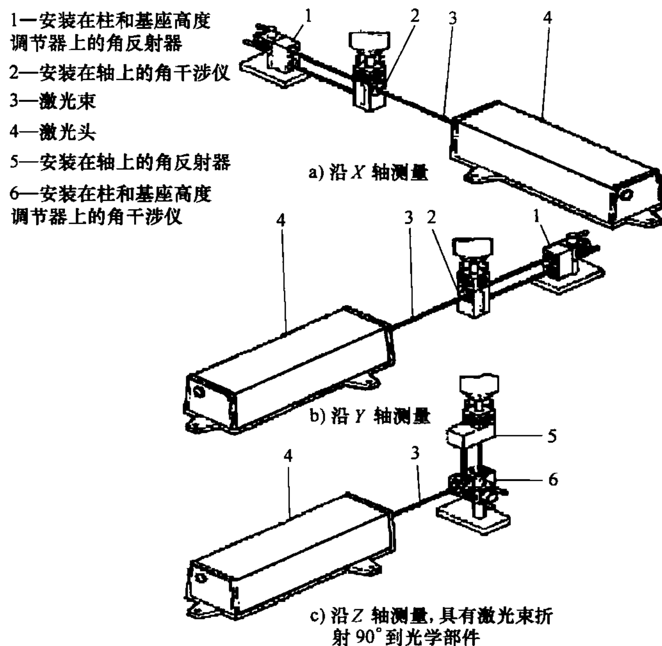


图 A.3　俯仰测量的配置

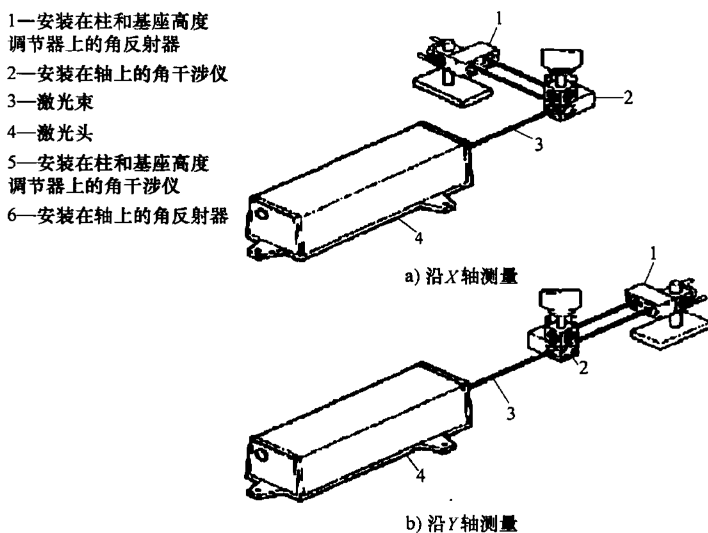
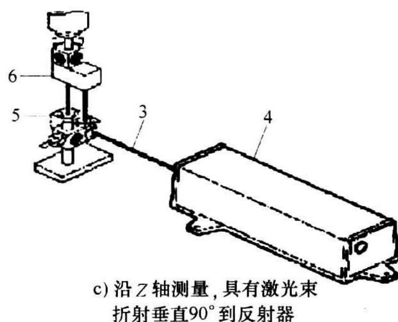


图 A.4　偏航测量的配置



c) 沿 Z 轴测量，具有激光束折射垂直90°到反射器

图 A. 4　偏航测量的配置（续）



图 A. 5　直线度测量的光学仪器与附件

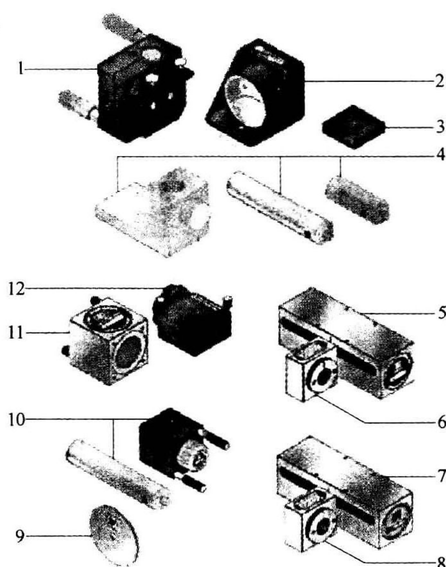


图 A. 6　X 轴与 Y 轴的直线度测量配置

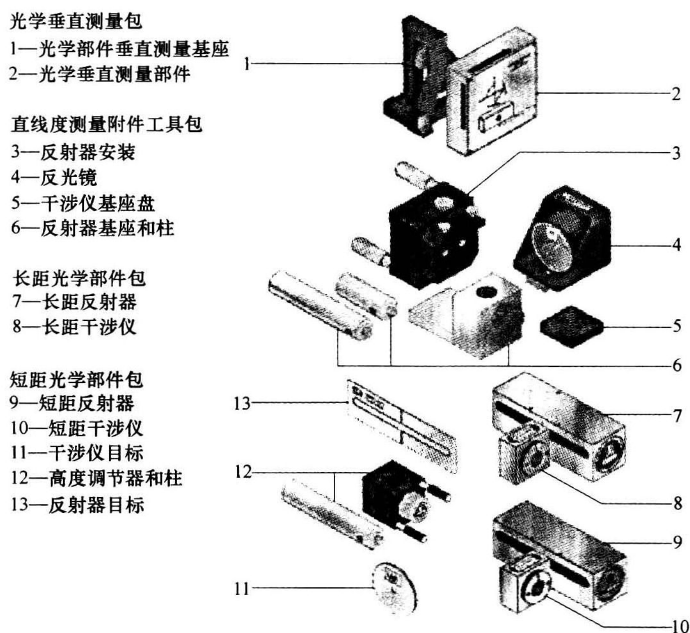


图 A.7　（水平面）垂直度测量的光学仪器与附件

1—水平定向反射器
2—水平定向垂直测量光学部件
3—柱上安装的干涉仪
4—激光头

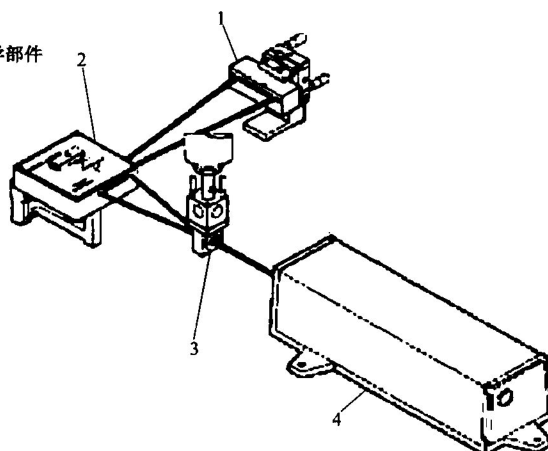


图 A.8　垂直度测量——第一轴（水平面）

1—水平定向反射器
2—柱上安装干涉仪
3—激光头

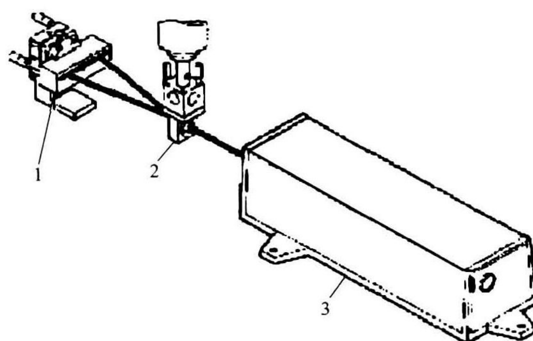


图 A.9　垂直度测量——第二轴（水平面）

光学垂直测量包
1—光学部件垂直测量基座
2—光学垂直测量部件

直线度测量附件工具包
3—反射器安装
4—直线度反光镜
5—反射器基座和柱

长距光学部件包
6—长距反射器
7—长距干涉仪

短距光学部件包
8—短距反射器
9—短距干涉仪器
10—高度调节器与柱

旋转镜包
11—旋转镜
12—旋转镜基座
13—反射器目标

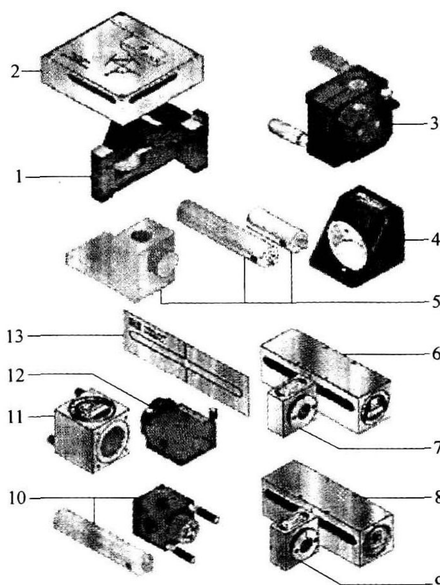


图 A.10　（垂直面）垂直度测量的光学仪器与附件

1—垂直定向反射镜
2—安装在柱上的干涉仪
3—垂直定向的光学垂直测量部件
4—激光头
5—旋转镜

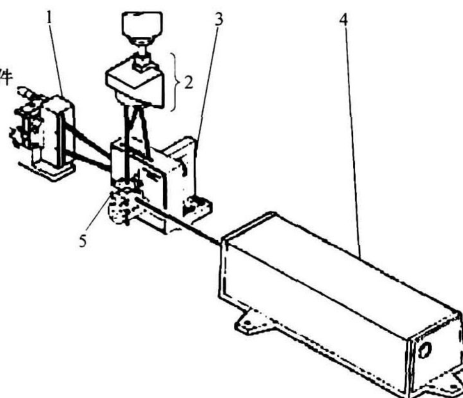


图 A.11　垂直度测量——第二轴（垂直面）

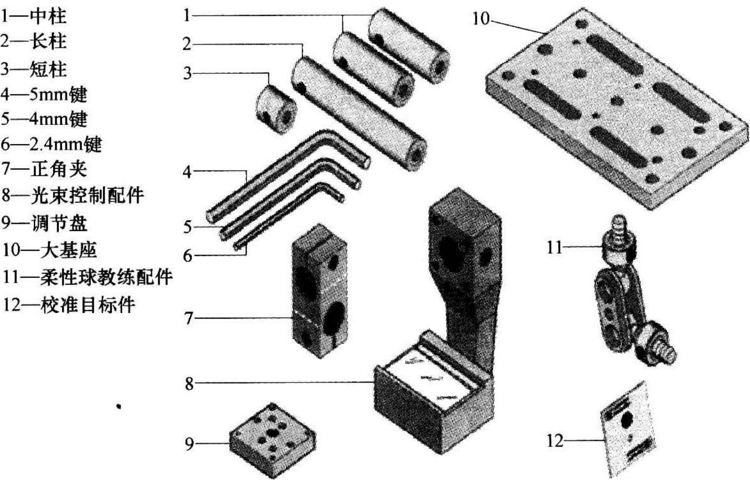


图 A. 12　对角线测量工具

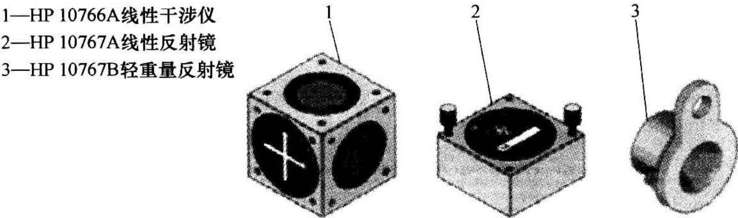


图 A. 13　对角线测量的光学仪器与附件

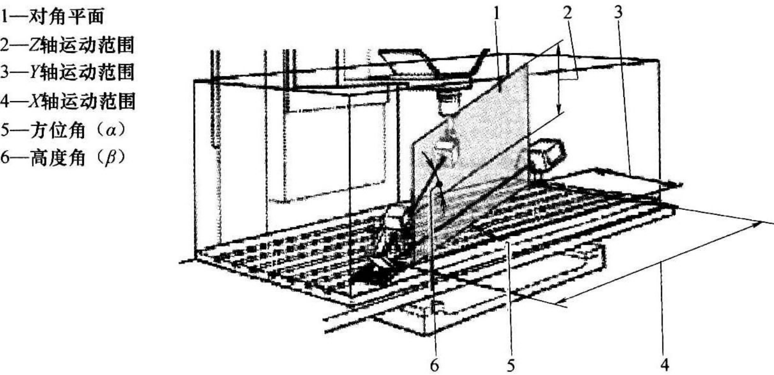


图 A. 14　典型对角线测量的设置

参考文献

[1] Ahlstrom, M. L. and W. J. Tompkins, Digital filters for real-time ECG signal processing using microprocessors, *IEEE Trans. on Biomedical Engineering*, vol. 32, pp. 708-713, 1985.

[2] Alter, D. M. and T. C. Tsao, Control of linear motors for machine tool feed drives: design and implementation of H_∞ optimal feedback control, *ASME Journal of Dynamic Systems. Measurement and Control*, vol. 118, pp. 649-658, 1996.

[3] Arimoto, S., S. Kawamura and F. Miyazaki, Bettering operation of robots by learning, *Journal of Robotic Systems*, vol. 1, no. 2, pp. 123-140, 1984.

[4] Armstrong-Helouvry, B., P. Dupont and C. C. de Wit, A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction, *Automatica*, vol. 30, no. 7, pp. 1083-1138, 1994.

[5] Astrom, K. J. and T. Hagglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, 2nd Edition, Instrument Society of America, 1995.

[6] Basak, A., *Permanent-magnet DC Linear Motors*. Monographs in Electrical and Electronic Engineering, Clarendon Press, Oxford, 1996.

[7] Beards, C. F., *Structural Vibration Analysis: Modelling, Analysis and Damping of Vibrating Structures*, Ellis Horwood, Chichester, England, 1983.

[8] Bertran, E. and G. Montoro, Adaptive suppression of narrow-band vibrations, 5th International Workshop on Advanced Motion Control, pp. 288-292, 1998.

[9] Besancon-Voda and G. Besancon, Analysis of a class of two-relay systems, with application to Coulomb friction identification, *Automatica*, vol. 35, no. 8, pp. 1391-1399, 1999.

[10] Birch, K. P., Optical fringe subdivision with nanometric accuracy, *Precision Engineering*, vol. 12, no. 4, October 1990.

[11] Blanding, D. L., *Exact Constraint: Machine Design Using Kinematic Principles*, ASME Press, New York, 1999.

[12] Braembussche, P. V., J. Swevers, H. Van Brussel and P. Vanherck, Accurate tracking control of linear synchronous motor machine tool axes, *Mechatronics*, vol. 6, no. 5, pp. 507-521, 1996.

[13] Brian, A. H., D. Pierre and C. D. W. Carlos, A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction, *Automatica*, vol. 30, pp. 1083-1138, 1994.

[14] BritishStandard: Coordinate Measuring Machines, Part 3. Code of practice, BS 6808, 1989.

[15] Bryan, J., International status of thermal error research, *Annals of the CIRP*, vol. 39 (2), pp. 645-656, 1990.

[16] Bush, K. , H. Kunzmann and F. Waldele, Numerical error correction of Co-ordinate measuring machines, Proc. Int. Symp. on Metrology for Quality Control in Production, Tokyo, pp. 270-282, 1984.

[17] Canudas-de-Wit, C. , H. Olsson, K. Astrom, and P. Lischinsky, A new model for control of systems with friction, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 40 (3), pp. 419-425, 1995.

[18] Chang, S. B. , S. H. Wu and Y. C. Hu, Submicrometer overshoot control of rapid and precise positioning, *Journal of the American Society for Precision Engineering*, vol. 20, pp. 161-170, 1997.

[19] Chen, J. S. and C. C. Liang, Improving the machine accuracy through machine tool metrology and error correction, *International Journal on Advanced Manufacturing Technology*, vol. 11, 1996.

[20] de Jager, Bram, Acceleration assisted tracking control. *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 14, no. 10, pp. 20-27, 1994.

[21] Dorato, P. , C. Abdallah and V. Cerone, *Linear-Quadratic Control: An Introduction*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1995.

[22] Dou, H. , Z. Zhou, Y. Chen, J. -X. Xu and J. Abbas, Robust motion control of electrically stimulated human limb via discrete-time high-order iterative learning scheme, *Proceedings of 1996 Int. Conf. on Automation, Robotics and Computer Vision (ICARCV' 96)*. Singapore. pp. 1087-1091, 1996.

[23] Duffie, N. A. and S. J. Maimberg, Error diagnosis and compensation using kinematic models and position error data, *Annals of the CIRP*, vol. 36, no. 1, pp. 355-358, 1987.

[24] Evans, C. J. , Precision Engineering: an evolutionary view, Cranfield Press, Cranfield, UK, 1989.

[25] Ferdjallah, M. and R. E. Barr, Adaptive digital notch filter design on the unit circle for the removal powerline noise from biomedical signals, *IEEE Trans. on Biomedical Engineering*, vol. 41, no. 6, pp. 529-536, 1994.

[26] Fleming, J. F. , *Analysis of Structural Systems*, Prentice-Hall, New Jersey, 1997.

[27] Friman, M. and K. V. Waller, A Two-Channel Relay for Autotuning, *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 36, pp. 2662-2671, 1997.

[28] Fujimoto, Y. and A. Kawamura, Robust servo-system based on two-degree-of-freedom control with sliding mode, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 3, pp. 272-280. 1995.

[29] Gelb, A. and W. E. Vander Velde, *Multiple-input describing functions and nonlinear system design*, McGraw-Hill Book Company: USA. 1968.

[30] Gilles, R. , D. Dragan, and S. Nava, Separation of nonlinear and friction-like contributions to the piezoelectric hysteresis, pp. 699-702, 2001.

[31] Glover, J. R. , Comments on digital filters for real-time ECG signal processing using microprocessors, *IEEE Trans. on Biomedical Engineering*, vol. 34, pp. 962-963, 1987.

[32] Goldfarb, M. , and N. Celanovic, Modeling piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation, *IEEE Transactions on Control Systems Magazine*, vol. 17 (3), pp. 69-

79, 1997.

[33] Goto, S. and M. Nakamura, Accurate contour control of mechatronics servo system using Gaussian Networks. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, pp. 469-476, 1996.

[34] Hagiwara, N. and H. Murase, A method of improving the resolution and accuracy of rotary encoders using a code compensation technique, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 1, February 1992.

[35] Hayati, S. A. Robot Arm Geometric Link Parameter Estimation, *Proceedings of the 22nd IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1477-1483, 1983.

[36] Haykin, S., *Neural Networks: A Comprehensive Foundation*, Prentice Hall International, Inc., 1994.

[37] Heydemann, P. L. M., Determination and correction of quadrature fringe measurement errors in interferometers, *Applied Optics*, vol. 20, no. 19, October 1981.

[38] Hiroyuki, A., Linear motor system for high speed and high accuracy position seek, *Proceedings of the Second International Symposium on Linear Drives for Industry Applications*, Tokyo, Japan, pp. 461-464, 1995.

[39] Hocken, R., J. Simpson, B. Borchardt, J. Lazar and P. Stein, Three dimensional metrology, *Annals of the CIRP*, vol. 26, no. 2, pp. 403-408, 1977.

[40] Hocken, R., Machine Tool Accuracy, in Report of Technology of Machine Tools, vol. 5, Lawrence Livermore Laboratory, University of California, 1980.

[41] Hornik, K., M. Stinchcombe, and H. White, Multiilayer feedforward networks are universal approximators, Neural Networks, vol. 2, pp. 359-366, 1989.

[42] Inonnou, P. A., and J. Sun, *Robust adaptive control*, *Prentice-Hall International*, Inc., 1996.

[43] Jeon, J-Y., S-W Lee, H-K Chae and J-H Kim, Low velocity friction identification and compensation using accelerated evolutionary programming. *Proceedings of IEEE International Conference on Evolutionary Computation*, vol. 41, no. 1, pp. 372-376, 1996.

[44] Kim, S., B. Chu, D. Hong, H. K. Park, J. M. Park and T. Y. Cho, Synchronizing dual-drive gantry of chip mounter with LQR approach. *Proceedings of IEEE international conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp. 838-843, 2003.

[45] Krstic, M., I. Kanellakopoulos and P. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*, John Wiley & Sons, 1995.

[46] Kwan, T. and K. Martin, Adaptive detection and enhancement of multiple sinusoids using a cascade IIR filter, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. 36, no. 7, pp. 937-947, 1989.

[47] Le-Huy, H., R. Perret and R. Feuiliet, Minimization of torque ripple in brushless DC motor drives, *IEEE Trans. On Industrial Applications*, vol. 22, no. 4, pp. 748-755, 1986.

[48] Li, G., A stable and efficient adaptive notch filter for direct frequency estimation, *IEEE Trans. on Singal Processing*, vol. 45, no. 8, pp. 2001-2009, 1997.

[49] Ljung, L. *System identification theory for the user*. 2nd-Edition, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1997.

[50] Longman, R. W. *Iterative Learning Control-Analysis, Design, Integration and Application.* Chapter in Designing Iterative Learning and Repetitive Controllers, Kluwer Academic Publishers, pp. 107-145, 1998.

[51] Love, W. J. and A. J. Scarr, The determination of the volumetric accuracy of multi axis machines, 14th MTDR, pp. 307-315, 1973.

[52] Mayer, J. R. R., High resolution of rotary encoder analog quadrature signals, *IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 3, June 1994.

[53] McInroy, John E. and George N. Saridis, Acceleration and torque feedback for robotic control: experimental results. *Journal of Robotic Systems* vol. 7(6), pp. 813-832, 1990.

[54] McKeown, P., Geometric error measurement and compensation of machines, *Annals of the CIRP*, vol. 44, no. 2, pp. 599-609, 1996.

[55] McKeown, P., Reduction and compensation of thermal errors in machine tools, *Annals of the CIRP*, vol. 44, no. 2, pp. 589-598, 1996.

[56] Moore, K. L., Iterative learning control-an expository overview, *Applied & Computational Controls, Signal Processing, and Circuits*, vol. 1, no. 1, pp. 425-488, 1998.

[57] Ni, J., CNC machine accuracy enhancement through real time error compensation, *Journal of Manufacturing Science and Engineering*, vol 119, November 1997.

[58] Otten, G., J. A. de Vries, J. van Amerongen, A. M. Rankers and E. W. Gaal, Linear motor motion control using a learning forward controller, *IEEE Trans. on Mechatronics*, vol. 2, no. 3, pp. 179-187, 1997.

[59] Pritschow, G. and W. Philipp, Research on the efficience of feedforward controllers in direct drives, *Annals of CIRP*, vol. 41, no. 1, pp. 411-415, 1992.

[60] Ramirez, R. W. *The FFT Fundamentals and Concepts*, Prentice-Hall Inc, Englewood Cliffs, 1985.

[61] Regalia, P. A., S. K. Mitra and P. P. Vaidyanathan, The digital all-pass filter: a versatile signal processing building block, *Proc. of IEEE*, vol. 76, no. 1, pp. 19-37, 1988.

[62] Robet, P. P., M. Gautier, and C. Bergmann, A frequency approach for current loop modeling with a PWM converter, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1000-1014, 1998.

[63] Saab, S. S. Discrete-time learning control algorithm for a class of nonlinear system, *In Proceeding of American Control Conference*, Seattle, Washington, USA, pp. 2739-2743, 1995.

[64] Satori, S., G. Colonnetti and Zhang, G. X., Geometric error measurement and compensation of machines, Annals of the CIRP, vol. 44, no. 1, pp. 599-609, 1995.

[65] Shen, Y. L., Comparison of combinational rules for machine error budgets, *Annals of the CIRP*, vol. 42, no. 1, pp. 619-622, 1993.

[66] Shiro, U., K. Takuya, S. Takayuki and H. Hironobu, High performance positioning system with linear DC motor under self-tuning fuzzy control, *Proceedings of the Second International Symposium on Linear Drives for Industry Applications*, Tokyo, Japan, 1995, pp. 295-

298, 1995.

[67] Slotine, J. J. E. and J. A. Coetsee, Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems, *International Journal of Control*, vol. 43, no. 6, pp. 1631-1651, 1986.

[68] Taghirad, H. D. and P. R. Bélanger, Robust friction compensator for harmonic drive transmission, *Proc. of 1998 IEEE Int'l Conf. on Control Applications*, pp. 547-551, 1998.

[69] Takagi, T. and M. Sugeno, Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control, *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 15, pp. 116-132, 1985.

[70] Tan, K. K. , H. F. Dou, Y. Q. Chen and T. H. Lee, High precision linear motor control via artificial relay tuning and zero-phase filtering based iterative learning, *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 9, pp. 244-253, 2001.

[71] Tan, K. K. , T. H. Lee, H. F. Dou and S. J. Chin, PWM modelling and application to disturbance observer-based precision motion control, *PowerCon* 2000, Perth, Australia, 2000.

[72] Tan, K. K. , S. N. Huang, H. F. Dou, S. Y. Lim and S. J. Chin, Adaptive robust motion control for precise trajectory tracking applications, *ISA Trans.* , vol. 40, pp. 57-71, 2001.

[73] Tan, K. K. , T. H. Lee, S. N. Huang, H. L. Seet, H. F. Dou, and K. Y. Lim, Probabilistic approach towards error compensation for precision machines, *Proceedings of the Third International ICSC Symposia on Intelligent Industrial Automation II'A99 and Soft Computing SOCO' 99*, Italy, pp. 293-299, 1999.

[74] Tan, K. K. , S. N. Huang, and H. L. Seet, Geometrical error compensation of precision motion systems using radial basis functions, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, no. 5, pp. 984-991, 2000.

[75] Tan, K. K. , S. N. Huang, and T. H. Lee, Geometrical error compensation of precision motion systems using neural network approximations *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, pp. 57-71, 2001.

[76] Tan, K. K. , T. H. Lee, H. F. Dou and S. Y. Lim, An adaptive ripple suppression/compensation apparatus for permanent magnet linear motors, Technical Report MA99-05, Department. of ECE, National University of Singapore, 2000.

[77] Tan, K. K. , T. H. Lee, S. N. Huang and S. Y. Lim, Adaptive control of DC permanent magnet linear motor for ultra-precision applications, *Proceedings of the International Conference on Mechatronic Technology*, Taiwan, pp. 243-246, 1998.

[78] Tan, K. K. , T. H. Lee, S. Y. Lim and H. F. Dou, Learning enhanced motion control of permanent magnet linear motor, *Proc. of the third IFAC International Workshop on Motion Control*, Grenoble, France, pp. 397-402, 1998.

[79] Tan, K. K. , T. H. Lee and F. M. Leu, Automatic tuning of 2 DOF control for D. C. Servo Motor Systems, *Intelligent automation and soft computing*, vol. 6, pp. 281-290, 2000.

[80] Tan, K. K. , T. H. Lee, S. Huang and X. Jiang, Friction modeling and adaptive compensation using a relay feedback. approach, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 48, pp. 169-176, 2001.

[81] Tan, K. K. , H. X. Zhou and T. H. Lee, New interpolation method for quadrature encoder sig-

nals, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, pp. 1073-1079, 2002.

[82] Tan, K. K., S. Y. Lim, S. N. Huang, H. Dou and T. S. Giam, Co-ordinated motion control of moving gantry stages for precision applications based on an observer-augmented composite controller. *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 12, pp. 984-991, 2002.

[83] Tan, K. K., S. Y. Lim, T. H. Lee and H. F. Dou, High precision control of linear actuators incorporating acceleration sensing, *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, vol. 16, pp. 295-305, 2000.

[84] Tang, K. Z., K. K. Tan, C. W. de Silva, T. H. Lee, and S. J. Chin, Monitoring and Suppression of Vibration in Precision Machines, *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, vol. 11, pp. 33-52, 2000.

[85] Tymerski, R., V. Vorperian, Fred C. Y. Lee and W. T. Baumann, Nonlinear modeling of the PWM switch, *IEEE Trans. on Powr Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 225-233, April 1989.

[86] Veitschnegger, W. K. and C. H. Wu, Robot accuracy analysis based on kinematics, *IEEE Journal of Robotics and Automation*, vol. RA-2/3, pp. 171-179, 1986.

[87] Vierck, R. K., *Vibration Analysis*, Crowell, New York, 1979.

[88] Watanabe, K. and H. Yokote, A microstep controller of a DC servomotor, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 6, December 1990.

[89] Weekers, W. G. and P. H. J. Schellekens, Assessment of dynamic errors of CMMs for fast probing, *Annals of the CIRP*, vol. 44, no. 1, pp. 469-474, 1995.

[90] White, M. T. and M. Tomizuka, Increased disturbance rejection in magnetic disk drives by acceleration feedforward control and parameter adaptation, *Control Engineering Practice*, vol. 5, no. 6, pp. 741-751, 1997.

[91] Wu, S. M. and J. Ni, Precision machining without precise machinery, *Annals of the CIRP*, vol. 38, no. 1, pp. 533-536, 1989.

[92] Xu, J. X. and Z. Bien. *Iterative learning control-analysis, design, integration and application.* Chapter in The Frontiers of Iterative Learning Control, Kluwer Academic Publishers. pp. 9-35, 1998.

[93] Xu, L. and B. Yao, Adaptive robust precision motion control of linear motors with ripple force compensations: theory and experiments, *Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 373-378, 2000.

[94] Yamada, K., S. Komada, M. Ishida and T. Hori, Analysis of servo system realized by disturbance observer, *Proc. IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 338-343, 1996.

[95] Yamada, K., S. Komada, M. Ishida and T. Hori, Analysis and classical control design of servo system using high order disturbance observer, *23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation IECON 97*, vol. 1, pp. 4-9, 1997.

[96] Yao, B. and L. Xu, Adaptive robust control of linear motors for precision manufacturing, *Proceedings of the 14th Triennial World Congress*, Beijing, pp. 25-30, 1999.

[97] Yeh, S-S. and P-L Hsu, Analysis and design of the integrated controller for precise motion sys-

tems. *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 7, no. 6, pp. 706-717, 1999.

[98] Yokote, H. and K. Watanabe, A hybrid digital and analog controller for DC and brushless servomotors, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 1, February 1990.

[99] Zadeh, L. A., Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision process, *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 3, pp. 28-44, 1973.

[100] Zhang, G., R. Veale, T. Charlton, R. Hocken, B. Borchardt, Error compensation of coordinate measuring machines, Annals of the CIRP, vol. 34, pp. 445-448, 1985.

[101] Zhu, Z. Q., Z. P. Xia, D. Howe and P. H. Mallor, Reduction of cogging force in slotless linear permanent magnet motors, *IEEE Proc. Electrical Power Applications*, vol. 144, no. 4, pp. 277-282, 1997.

国际视野　科技前沿

- ✧ 原书由新加坡国立大学Tan Kok Kiong、Lee Tong Heng、Huang Sunan编写，Tan Kok Kiong教授是新加坡国立大学电力与计算机工程系智能控制中心主任，其研究团队在国际精密运动控制技术领域享有很高的声誉。

- ✧ 本书内容涉及精密运动控制装置、各种控制方案、光学测量方法和误差补偿原理，为了得到精确的测量结果，还专门介绍了机械控制系统的稳定性和静定问题，以及现场总线通信技术问题。

- ✧ 本书不但介绍了精密运动控制的基本原理，而且就实现精密运动控制的各环节进行了详细的描述，特别是每一章都相应地给出了试验结果。因此，对实际应用精密运动控制技术的工程师来说，具有很高的借鉴价值。

上架指导：工业技术／机械工程
／机电一体化

ISBN 978-7-111-35270-9
封面设计：鞠杨
定价：47.00元

地址：北京市百万庄大街22号
电话服务
社服务中心：(010)88361066
销售一部：(010)68326294
销售二部：(010)88379649
读者购书热线：(010)88379203
邮政编码：100037
网络服务
门户网：http://www.cmpbook.com
教材网：http://www.cmpedu.com

